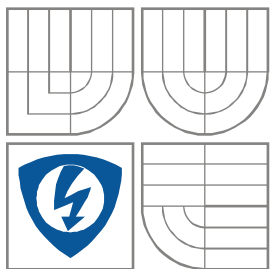


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## VHF SSB přijímač s malou spotřebou

VHF SSB Receiver with Low Consumption

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE  
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

Martin Matoušek

VEDOUCÍ PRÁCE  
SUPERVISOR

Ing. Tomáš Urbanec Ph.D.

BRNO, 2016

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

**Student:** Martin Matoušek

**ID:** 159628

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2015/16

**NÁZEV TÉMATU:**

## VHF SSB přijímač s malou spotřebou

### POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principy konstrukce přijímače SSB. Navrhněte blokové schéma a určete klíčové obvody, které použijete v konstrukci. Definujte pro přijímač významné parametry, určete jejich předpokládané hodnoty. Navrhněte schéma zapojení a desku plošných spojů s ohledem na spotřebu a dostupné rozměry desky.

Realizujte VHF SSB přijímač. Provedte základní měření konstrukce. Ověřte veškeré parametry konstrukce měření prakticky.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Integrated Synthesizer and VCO ADF4360-1, [online]. Norwood, U.S.A.: Analog Devices, 2004 - [cit. 14. května 2015]. Dostupné na [www: http://www.analog.com](http://www.analog.com).

[2] Low Power Mixer 3V Receiver IF Subsystem AD607, [online]. Norwood, U.S.A.: Analog Devices, 2002 - [cit. 14. května 2015]. Dostupné na [www: http://www.analog.com](http://www.analog.com).

**Termín zadání:** 8.2.2016

**Termín odevzdání:** 26.5.2016

**Vedoucí práce:** Ing. Tomáš Urbanec, Ph.D.

**Konzultant bakalářské práce:**

**doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D., předseda oborové rady**

### UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Tato práce se zabývá návrhem SSB přijímače pracujícím na kmitočtu 30 MHz, u kterého je kladen důraz na jednoduchost a nízkou spotřebu. Velkou nevýhodou SSB modulace je však její nepoužitelnost pro vysoké přenosové rychlosti, proto je práce realizována pro přenos obecného audio signálu. Práce nejprve popisuje blokového schéma přijímače. Následně se věnuje nejdůležitějším částem návrhu jednotlivých bloků přijímače a celkovým zhodnocením vlastností navrženého SSB přijímače.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

SSB, pásmová propust, nízkošumový zesilovač, zesilovač s řízeným zesílením, AD607.

## **ABSTRACT**

This work is focused on proposal of SSB receiver operating at 30 MHz. The design was primarily focused on simplicity and low power consumption. This work was realized for the transmission of audio signals. SSB modulation is far more efficient in terms of the radio spectrum used. First part of this thesis describes a block diagram of a receiver. Next parts are focused on proposal of individual blocks of the receiver, especially its most important parts. Finally, the overall evaluations of the design characteristics of SSB receivers are discussed.

## **KEYWORDS**

SSB, bandpass, low noise amplifier, automatic gain control, AD607.

MATOUŠEK, M. *VHF SSB přijímač s malou spotřebou*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2016. 49 s. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Tomáš Urbanec, Ph.D..

# PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma VHF SSB přijímač s malou spotřebou jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Tomáši Urbancovi, Ph.D. za metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

# OBSAH

<b>Seznam obrázků</b>	<b>viii</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>x</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Rádiové přijímače</b>	<b>2</b>
1.1 Přijímače s analogovým zpracováním signálů.....	2
1.1.1 Přijímače s přímým zesílením.....	2
1.1.2 Superheterodyn .....	2
1.1.3 Superheterodyn s dvojitým směřováním .....	2
1.1.4 Homodyn .....	3
1.2 Základní parametry rádiových přijímačů.....	3
1.2.1 Šumové charakteristiky.....	3
1.2.2 Šumové číslo.....	3
1.2.3 Citlivost přijímače.....	4
1.2.4 Selektivita přijímače .....	4
1.2.5 Dynamický rozsah .....	4
<b>2 Realizovaný SSB přijímač</b>	<b>6</b>
2.1 Vstupní pásmová propust.....	6
2.1.1 Měření vlastností pásmové propusti .....	10
2.2 Nízkošumový zesilovač .....	12
2.2.1 Měření parametrů LNA .....	18
2.3 Selektivní pásmová propust .....	19
2.3.1 Měření vlastností selektivní pásmové propusti.....	22
2.4 Integrovaný obvod AD607 .....	23
2.4.1 Integrovaný směšovač.....	23
2.4.2 Integrovaný řízený zesilovač v obvodě AD607.....	26
2.4.3 Demodulátor v obvodě AD607 .....	28
2.5 Oscilátory.....	30
2.5.1 Oscilátor 10,7 MHz.....	30

2.5.2	Oscilátor 19,3 MHz.....	32
2.6	Simulace celého přijímače .....	35
<b>3</b>	<b>Závěr</b>	<b>37</b>
	<b>Literatura</b>	<b>38</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>40</b>
<b>A</b>	<b>Návrh zařízení</b>	<b>42</b>
A.1	Obvodové zapojení SSB přijímače .....	42
A.2	Deska plošného spoje SSB přijímače – top (strana součástek) .....	43
A.3	Deska plošného spoje SSB přijímače – bottom (strana spojů) .....	43
A.4	Osazovací plán strana bottom (spojů).....	44
A.5	Osazovací plán strana top (součástek) .....	45
<b>B</b>	<b>Seznam součástek</b>	<b>46</b>
<b>C</b>	<b>Fotodokumentace</b>	<b>49</b>
C.1	Realizovaný přijímač strana top (součástek) .....	49
C.2	Realizovaný přijímač strana bottom (spojů).....	49

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1	Blokové schéma přímo zesilujícího přijímače [2].	2
Obrázek 2.1	Blokové zapojení realizovaného přijímače.	6
Obrázek 2.2	Rozložení kmitočtů.	7
Obrázek 2.3	Schéma simulované pásmové propusti.	7
Obrázek 2.4	Simulovaná charakteristika vstupní pásmové propusti.	9
Obrázek 2.5	Změřená charakteristika vstupní pásmové propusti.	10
Obrázek 2.6	Schéma druhého návrhu pásmové propusti.	11
Obrázek 2.7	Změřená a simulovaná charakteristika druhého návrhu vstupní pásmové propusti.	11
Obrázek 2.8	Simulovaný LNA.	14
Obrázek 2.9	Smithův diagram.	16
Obrázek 2.10	Schéma přizpůsobeného LNA.	17
Obrázek 2.11	Závislost zesílení na frekvenci.	17
Obrázek 2.12	Změřená přenosová charakteristika LNA.	18
Obrázek 2.13	Doporučené zapojení pásmové propusti [10].	20
Obrázek 2.14	Schéma zapojení selektivní pásmové propusti.	21
Obrázek 2.15	Změřená charakteristika krystalové pásmové propusti.	22
Obrázek 2.16	Blokové zapojení obvodu AD607 [10].	23
Obrázek 2.17	Závislost zesílení směšovače a zesilovače [10].	25
Obrázek 2.18	Detektor obálky pro řízení zesílení směšovače a AGC.	25
Obrázek 2.19	Závislost řídicího napětí pro AGC a výstupního napětí na úrovni vstupního signálu.	26
Obrázek 2.20	Pásmová propust na výstupu AGC.	28
Obrázek 2.21	Blokové schéma demodulátoru v obvodě AD607 [10].	29
Obrázek 2.22	Oscilátor na 10,7MHz.	30
Obrázek 2.23	Časový průběh oscilátoru 10,7 MHz.	31
Obrázek 2.24	Spektrum oscilátoru 10,7 MHz.	32
Obrázek 2.25	Oscilátor na 19,3MHz.	33
Obrázek 2.26	Časový průběh oscilátoru 19,3MHz.	34
Obrázek 2.27	Spektrum oscilátoru 19,3MHz.	34



Obrázek 2.28	Simulace přijímače v programu AppCAD.....	35
Obrázek 2.29	Záznam výstupního signálu při vstupu -95 dBm. ....	36
Obrázek 2.30	Záznam výstupního signálu při vstupu -50 dBm. ....	36

# SEZNAM TABULEK

Tabulka 2.1: Celkové navržené a měřené parametry pásmové propusti. ....	10
Tabulka 2.2: Změřené parametry druhého návrhu pásmové propusti. ....	12
Tabulka 2.3: Integrované LNA [26] [27] [29]. ....	12
Tabulka 2.4: Tranzistory [17] [18] [19] [20] [21] [22] [23] [24]. ....	13
Tabulka 2.5: Simulované parametry LNA. ....	15
Tabulka 2.6: Celkové navržené parametry LNA. ....	18
Tabulka 2.7: Hodnoty součástek [10]. ....	20
Tabulka 2.8: Měřené parametry čtyřpólového krystalového filtru. ....	22
Tabulka 2.9: Parametry směšovače [10]. ....	24
Tabulka 2.10: Parametry směšovače [10]. ....	25
Tabulka 2.11: Vybrané AGC zesilovače [10] [11] [12] [13] [14] [15] [16]. ....	27
Tabulka 2.12: Hodnoty zesilovače AGC [10]. ....	27
Tabulka 2.13: Změřené parametry pásmové propusti se středním kmitočtem 10,7 MHz. .....	28
Tabulka 2.14: Hodnoty demodulátoru [10]. ....	29
Tabulka 2.15: Tabulka simulovaných hodnot oscilátoru 10,7 MHz. ....	32
Tabulka 2.16: Tabulka simulovaných hodnot oscilátoru 19,3MHz. ....	33

# ÚVOD

SSB přijímače slouží k příjmu jednoho z postranních pásem, buďto dolní postranní pásmo LSB, nebo horní postranní pásmo USB. SSB modulace je velmi oblíbená u radioamatérů, jelikož využívá malou šířku pásma. Velkou nevýhodou SSB modulace je však její nepoužitelnost pro velký počet přenesených dat. Proto se SSB modulace používá zpravidla pro přenos řečových signálů.

Tato práce se zabývá celým návrhem a realizací přijímače pro SSB modulaci. Navržený přijímač pracuje na kmitočtu 30 MHz, u kterého byl především kladen důraz na nízkou spotřebu a malé napájecí napětí. Realizovaný přijímač by měl být jednoduchý a realizovaný pomocí snadno dostupných součástek. Navržený SSB přijímač je přizpůsoben pro přenos obecného audio signálu.

Bakalářská práce je členěna do tří kapitol. První kapitola se zabývá základními druhy rádiových přijímačů s vybranými nejdůležitějšími parametry. Další kapitola popisuje návrh jednotlivých bloků přijímače. Tato kapitola je členěna do podkapitol, které odpovídají navrhovaným blokům. V rámci podkapitol je zahrnuto i měření jednotlivých bloků přijímače. Poslední podkapitola je pak zaměřena na celkové parametry přijímače. Stručné zhodnocení práce je uvedeno ve třetí kapitole.

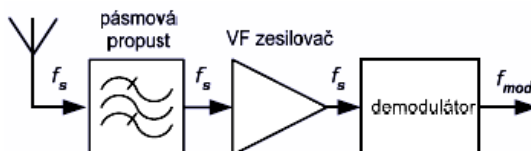
# 1 RÁDIOVÉ PŘIJÍMAČE

## 1.1 Přijímače s analogovým zpracováním signálů

Přijímače jsou určeny především pro příjem a zpracování analogově modulovaných signálů. Tyto přijímače lze však použít i pro některé číslicové modulační metody s minimální úpravou. Jako například FSK (Frequency shift keying) nebo ASK (Amplitude shift keying) [2].

### 1.1.1 Přijímače s přímým zesílením

Přijímače s přímým zesílením, neboli také přímozesilující, se používají pro AM signály a mohou být realizovány několika způsoby. Jeden ze způsobů realizace je uveden na obrázku 1.1 [2].



Obrázek 1.1 Blokové schéma přímo zesilujícího přijímače [2].

Na vstupu přijímače jsou všechny signály přijímané z antény. Pomocí selektivní pásmové propusti je vybrán požadovaný signál o frekvenci nosné. Tento signál se následně zesílí pomocí VF zesilovače. Demodulátor následně provede demodulaci zesíleného signálu (Odstraní VF složku a na výstupu zůstává NF signál.). NF signál je nejčastěji následně připojen k NF zesilovači a reproduktoru. Případně ho můžeme přímo připojit k reproduktoru. Hlavní výhodou přijímače s přímým zesílením je jednoduché konstrukční řešení. Nevýhodou tohoto uspořádání je pak především jeho malá selektivita [2] [3].

### 1.1.2 Superheterodyn

Přijímače s nepřímým zesílením, nepřimo zesilující, neboli tzv. superheterodyny, odstraňují většinu nedostatků přímo zesilujících přijímačů. Přijímač s nepřímým zesílením se tak skládá z kmitočtové konverze a přijímače s přímým zesílením. Výhodnou superheterodynu je nezávislost šířky pásma a zesílení na pracovním kmitočtu. Výhodou je rovněž možnost přeměnit i nejvyšší kmitočty na kmitočet mezifrekvenční. Tyto kmitočty jsou zpravidla nízké. Toho se velmi často využívá v praxi, protože se s nimi ve srovnání s vysokými kmitočty lépe pracuje [2] [3].

### 1.1.3 Superheterodyn s dvojitým směřováním

Superheterodyn s dvojitým směřováním provádí dvojitou kmitočtovou konverzi. Nejprve pomocí kmitočtové konverze posuneme mezifrekvenci vzdálenou od přijímané, která

může být i vyšší než je přijímaná [2] [3].

Tímto posuneme zrcadlový kmitočet, tak aby byl vzdálený a šlo jej snadno potlačit. Následuje druhá kmitočtová konverze na nízkou mezifrekvenci. Na této mezifrekvenci se snadno realizují kvalitní obvody. Obvody pak pracující na nízkých kmitočtech a umožňují snazší zpracování signálu. Výhodou je tedy odstranění problému se zrcadlovými kmitočty [2] [3].

### 1.1.4 Homodyn

Vznikl na základě modifikace superheterodynu. Tato modifikace spočívá v použití kmitočtu oscilátoru  $LO$ , který je totožný s kmitočtem přijímaného signálu  $RF$ . V tomto případě je tak mezifrekvence  $IF = LO - RF = 0$ . Signál za směšovačem je tedy v základním pásmu. Homodynní přijímač je pak poměrně jednoduchý, jelikož místo mezifrekvenčního zesilovače a demodulátoru používá pouze dolní propust. Jeho další výhodou je i to, že zrcadlový kmitočet  $f_z$  je shodný se vstupním kmitočtem  $RF$ . Nevzniká zde tak problém s příjmem signálů na zrcadlových kmitočtech. Nevýhodou této koncepce je však velká technická náročnost na realizaci přijímače [2] [3].

## 1.2 Základní parametry rádiových přijímačů

### 1.2.1 Šumové charakteristiky

Vznikají dva základní typy šumu. Ve všech součástkách je to tepelný šum, a v polovodičích pak i výstřelový s  $1/f$  šumem. Tepelný šum má charakter bílého šumu a objevuje se ve všech fyzikálních tělesech obsahujících volné elektrony při teplotě větší než  $0^\circ\text{K}$ . Nekonečný kmitočtový rozsah signálu tohoto šumu je však pouze teoretický. V praxi šum nazýváme jako bílý, pokud má ploché spektrum v definovaném rozsahu frekvencí [3] [4].

Pro určení šumové šířky musíme nejprve stanovit kmitočtovou závislost výkonového přenosu dvojbranu. Tato závislost se nahradí obdélníkem, který má výšku rovnou maximu výkonového přenosu. Plocha pod kmitočtovou závislostí a nahrazeným obdélníkem musí být stejná. Délka obdélníka pak udává šumovou šířku pásma [3] [4].

Výstřelový šum vyvolává proud tekoucí PN přechodem. Je to náhodný proces s Poissonovým rozdělením pravděpodobnosti. I při malém proudu přes přechod PN převažuje výstřelový šum nad tepelným [4].

### 1.2.2 Šumové číslo

Šumové vlastnosti rádiových přijímačů se vyjadřují šumovým číslem. Toto číslo udává, kolikrát je v určitém pracovním bodě přijímače poměr výkonu signálu k výkonu šumu na výstupu přijímače větší než na jeho vstupu. Šumové číslo tedy můžeme vypočítat pomocí vztahu 1.1 [6].

$$F = \frac{SNR_{IN}}{SNR_{OUT}} \quad [-] \quad (1.1)$$

Kde  $SNR_{IN}$  je odstup signál-šum na vstupu a  $SNR_{OUT}$  na výstupu. Tento vztah je však nepoužitelný při návrhu přijímačů, u kterých nás zajímá celkové šumové číslo

přijímače. Protože přijímač se skládá z více bloků, které mají různé parametry. U návrhu tedy používáme pro zjištění celkového šumového čísla Friisův vztah. Pomocí Friisova vztahu tak již při návrhu můžeme zjistit předpokládané výsledné šumové číslo. Celkové šumové číslo podle Friisova vztahu vypočítáme podle rovnice 1.2.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad [-] \quad (1.2)$$

Kde  $F_x$  je šumové číslo jednotlivého bloku a  $G_x$  zesílení daného bloku. Čísla u jednotlivých veličin určuje pořadí bloku. Ze vzorce je vidět, že celkové šumové číslo nejvíce závisí na prvních blocích.

### 1.2.3 Citlivost přijímače

Citlivost přijímače označuje napětí, které musí být dodáno přijímači ze zdroje, tak aby odevzdal do výstupu minimální výkon a nedocházelo ke ztrátě dat. Maximální citlivost přijímače je definována jako nejmenší úroveň vstupního výkonu. Čím nižší je úroveň vstupního signálu, tím je přijímač citlivější [5].

Citlivost přijímače zhoršuje šum, který obsahuje různé kmitočty vznikající v důsledku neuspořádaného pohybu elektronů v elektronických součástkách přijímače. Protože na výstupu přijímače se využívají signály, jejichž výkon je větší než šumový, musíme hodnotit schopnost přijímače přijímat slabé signály, tak že uvedeme citlivost omezenou šumem [5].

Citlivost omezená poměrem SINAD je dána minimálním detekovatelným vstupním signálem, který přivádíme na vstup přijímače. Citlivost omezená šumem a zkreslením SINAD tedy udává u daného odstupu signál-šum minimální vstupní výkon signálu. Citlivost SINAD vypočítáme pomocí vztahu 1.3.

$$SINAD = 10 \log \left( \frac{S + N + D}{N + D} \right) \quad [dB] \quad (1.3)$$

Kde D je výkon zkreslujících složek, N výkon šumu, S výkon nosné.

### 1.2.4 Selektivita přijímače

Selektivita přijímače je schopnost vybrat z několika signálů, které se nacházejí na vstupu přijímače, pouze požadovaný signál. Zbylé signály je nutné co nejvíce potlačit. Selektivita se vyjadřuje různými způsoby. Nejprehlednějším z nich je grafický, který je reprezentovaný křivkou selektivity [5].

Kmitočtová selektivita je schopnost přijímače vybrat z celého spektra rádiových vln jedno kmitočtové pásmo. Selektivita je dána poměrem vstupního napětí při stanoveném rozladění  $\Delta f$  k vstupnímu napětí při naladěném přijímači [5].

### 1.2.5 Dynamický rozsah

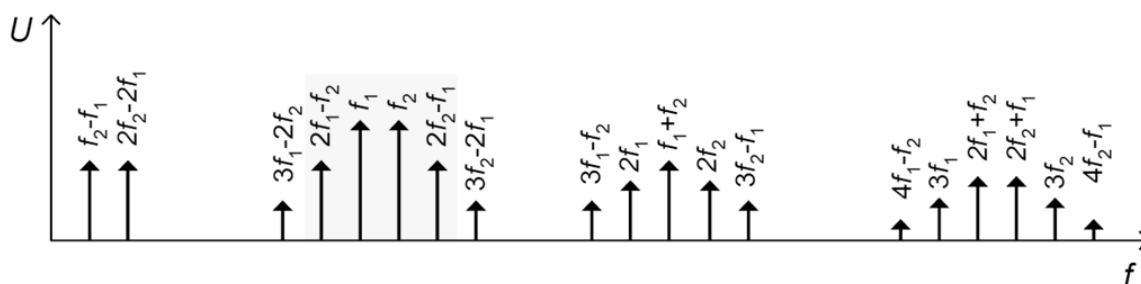
Můžeme říci, že dynamický rozsah je rozmezí, ve kterém přijímač pracuje. U rádiového přijímače je rozsah dán střední hodnotou šumu, kde se přidá odstup o 3 dB až k bodu  $P_{1dB}$  bod jednodéciblové komprese.

SFDR (Spurious Free Dynamic Range) je dynamický rozsah přijímače bez

intermodulačního zkreslení. Jedná se o rozsah vstupních signálů, pro které jsou intermodulační složky třetího řádu na úrovni šumu.

Kmitočtový rozsah udává, ve kterých oblastech kmitočtů lze přijímač použít. Kmitočtové rozsahy jsou přizpůsobeny pro použití přijímačů. Přenos informací pomocí amplitudově modulovaného vysokofrekvenčního signálu je tak možný pro libovolný kmitočet. Největší uplatnění však nalezneme v oblasti kmitočtů 150 kHz – 30 MHz. Přenos informací pomocí frekvenčně modulovaného vysokofrekvenčního signálu má největší uplatnění v pásmu od 30 MHz – 300 MHz [2].

Nelineární vlastnosti dvojbranu vedou ke vzniku kombinačních kmitočtů neboli IM (intermodulační produkty) viz Obrázek. 1.2 ( $f = mf_1 + nf_2$ , m a n jsou celá čísla) [2].

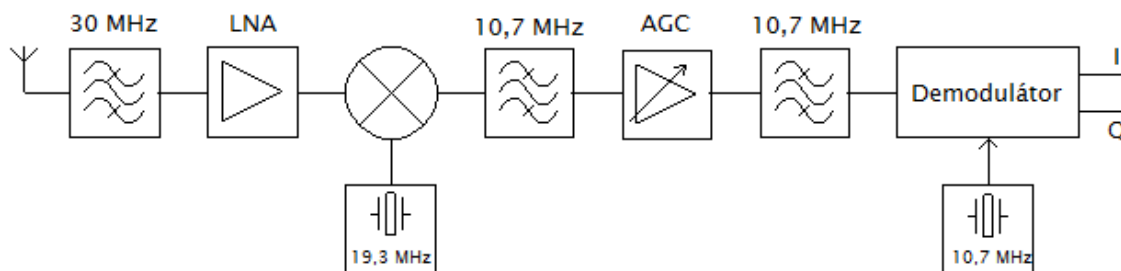


Obrázek 1.2 Intermodulační produkty [2].

Řazení čísel m a n určuje vid IM produktu. Součet absolutních hodnot čísel m a n určuje řád IM produktu [2].

## 2 REALIZOVANÝ SSB PŘIJÍMAČ

SSB přijímač je realizován jako superheterodyn. Při návrhu byl kladen důraz na nízkou spotřebu celého přijímače a malé napájecí napětí, tak aby přijímač mohl být napájen baterií. Při návrhu byla podmínka nepřesáhnou spotřebu 50 mA. Celé blokové schéma přijímače je uvedeno na obrázku 2.1.



Obrázek 2.1 Blokové zapojení realizovaného přijímače.

Tato práce se nezabývá vlastnostmi antény pro příjem signálu. V případě připojení antény by se přizpůsobení na impedanci použité antény provedlo pomocí vstupní pásmové propusti. V tomto případě budeme pro ověření vlastností přijímače připojovat měřící přístroje s vnitřní impedancí 50  $\Omega$ , proto je vstup přizpůsoben na 50  $\Omega$ . Vstupní signál přímo vstupuje do pásmové propusti, která vybere pásmo signálů se středním kmitočtem 30 MHz. Pro zvýšení poměru signál-šum a dosažení dostatečné úrovně signálu pro vybuzení směšovače. Je toto pásmo následně zesíleno v nízkošumovém zesilovači. Zesílený vstupní signál vstupuje společně s oscilátorem pracujícím na frekvenci 19,3 MHz do směšovače. Pomocí směšovače provedeme konverzi signálu na mezifrekvenční kmitočet 10,7 MHz. Hned za směšovačem na mezifrekvenčním kmitočtu následuje selektivní pásmová propust. Pomocí tohoto filtru vybereme přesnou šířku pásma užitečného signálu. Signál se následně zesiluje zesilovačem s řízeným ziskem. Za zesilovačem musí být pásmová propust, pro potlačení intermodulačních produktů vzniklých v zesilovači. Zesílený signál dále vstupuje do demodulátoru, kde se demoduluje. Pro demodulaci do základního pásma musíme použít další oscilátor pracující na frekvenci 10,7 MHz. Všechny bloky přijímače si následně rozebereme detailněji.

### 2.1 Vstupní pásmová propust

Kmitočtové filtry propouští, většinou s malým útlumem, harmonické složky spektra zpracovávaného signálu v určitém pásmu kmitočtů. Toto pásmo nazýváme propustné pásmo. Pomocí vstupní pásmové propusti tedy vybíráme pásmo kmitočtů, ve kterém má přijímač pracovat. Jeden z nejdůležitějších úkolů vstupní pásmové propusti je potlačení zrcadlového kmitočtu. U realizovaných přijímačů se snažíme dosáhnout malého šumového čísla, a celkové šumové číslo určují především vstupní obvody. Proto se snažíme při návrhu dosáhnout co nejmenšího útlumu v propustném pásmu. Pro návrh



byl zvolen útlum pásmové propusti v propustném pásmu 1 dB. Také se snažíme dosáhnout malé šířky pásma, která souvisí s šumem. Čím bude širka pásma větší, tím proniká do přijímače více šumu, který bude zhoršovat odstup signál-šum přijatého signálu.

Pro výpočet mezifrekvenčního kmitočtu platí vztahy 2.1 a 2.2.

$$f_m = |RF - LO| \quad [Hz] \quad (2.1)$$

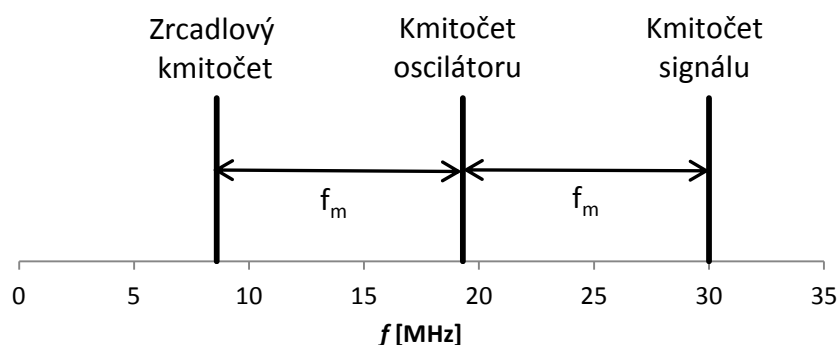
$$f_m = |f_z - LO| \quad [Hz] \quad (2.2)$$

V tomto případě přijímáme signál o frekvenci 30 MHz, který dále směšujeme do mezifrekvenčního kmitočtu 10,7 MHz pomocí oscilátoru pracujícího na kmitočtu 19,3 MHz.

Pro výpočet zrcadlového kmitočtu použijeme vztah 2.2. Nejprve si ze vzorce vyjádříme zrcadlový kmitočet a následně dosadíme, viz vztah 2.3.

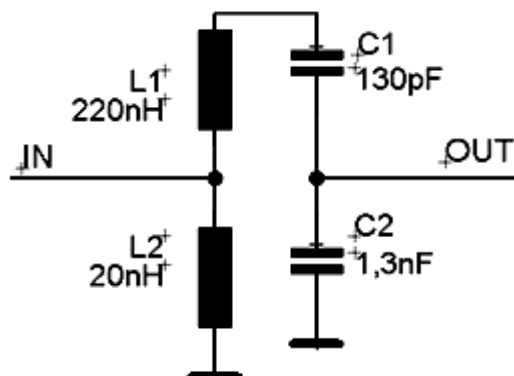
$$f_z = LO - f_m = 19,3 \cdot 10^6 - 10,7 \cdot 10^6 = 8,6 \cdot 10^6 \quad [Hz] \quad (2.3)$$

Zrcadlový kmitočet vyšel na kmitočtu 8,6 MHz. Pro názornost je výsledné rozložení kmitočtů vstupního signálu, lokálního oscilátoru 19,3 MHz a zrcadlového kmitočtu uvedeno na obrázku 2.2.



Obrázek 2.2 Rozložení kmitočtů.

Realizovaný filtr je paralelní rezonanční obvod s odbočkami, který je znázorněn na obrázku 2.3.



Obrázek 2.3 Schéma simulované pásmové propusti.

Pásmová propust je navržena pro vstupní i výstupní impedanci  $50 \Omega$ . Cívka  $L_2$  je zapojena na vstupu paralelně, tak aby zkratovala elektrostatické náboje vzniklé na anténě.

Pro výpočet paralelního rezonančního obvodu, byla nejprve zvolena indukčnost  $L$  na hodnotu  $240 \text{ nH}$ . Celkovou hodnotu indukčnosti počítáme pomocí vztahu 2.4.

$$L = L_1 + L_2 = 220 \cdot 10^{-9} + 20 \cdot 10^{-9} = 240 \text{ nH} \quad (2.4)$$

Při volbě hodnoty se vycházelo z vyráběné řady indukčností. Nemohla být zvolena velká hodnota indukčnosti. Důvodem jsou nízké samo rezonanční kmitočty induktorů. Při zvolení velké indukčnosti by rovněž kapacita pro rezonanci na kmitočtu  $30 \text{ MHz}$  vyšla příliš malá a filtr by nebylo možné realizovat. Naopak při zvolení příliš malé indukčnosti, bychom nebyli schopni zkonstruovat filtr s odbočkami, tak aby filtr měl dostatečnou selektivitu.

Dále určíme celkovou kapacitu  $C$  paralelního rezonančního obvodu a to pro rezonanci na kmitočtu  $30 \text{ MHz}$ . Kapacitu dopočítáme podle Thomsonova vztahu 2.5.

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 (30 \cdot 10^6)^2 240 \cdot 10^{-9}} = 117,27 \text{ pF} \quad (2.5)$$

Celková kapacita vyšla  $117,27 \text{ pF}$ . Pro dosažení větší selektivity je rezonanční obvod připojen pomocí odboček. U rezonančního obvodu s odbočkami se pomocí dělicího poměru  $p$  mění selektivita pásmové propusti. Dělicí poměr byl zvolen malý, jeho hodnota bude  $0,1$ . Díky malému dělicímu poměru má pásmová propust velký útlum na zrcadlovém kmitočtu a také malou šířku pásma. Dělicí poměr vypočítáme pomocí vztahu 2.6

$$p_1 = \frac{L_2}{L_1 + L_2} = \frac{20 \text{ nH}}{220 \text{ nH} + 20 \text{ nH}} = 0,083 [-] \quad (2.6)$$

Ze vzorce je vidět, že dělicí poměr vypočítáme pomocí indukčností na vstupu pásmové propusti. Obě námi zvolené indukčnosti byly vybírány z vyráběné řady, tak abychom se přiblížili k zvolenému dělicímu poměru.

Dále podle dělicího poměru  $p$  a celkové kapacity vypočítáme kapacity pro vytvoření odbočky. Protože pomocí pásmové propusti neprovádíme přizpůsobení, jsou dělicí poměry na vstupu i výstupu stejné. Platí vztah 2.7.

$$p_1 G_{IN} = p_2 G_{OUT} [\Omega] \quad (2.7)$$

Jelikož jsou oba dělicí poměry stejné, tak můžeme kapacitu  $C_2$  přímo vypočítat pomocí vztahu 2.8.

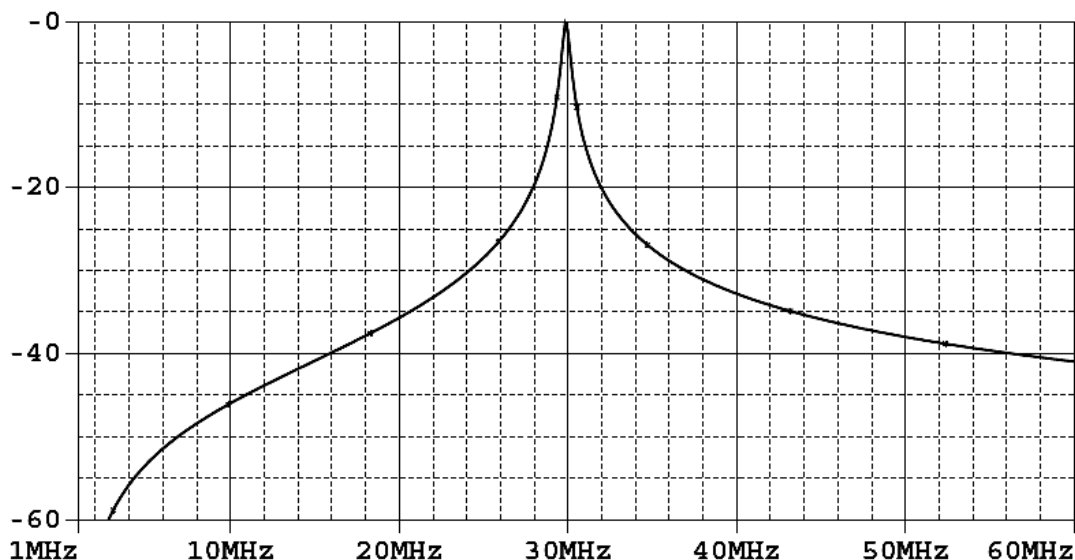
$$C_2 = \frac{C}{p_2} = \frac{117,27 \cdot 10^{-12}}{0,083} = 1,41 \text{ nF} \quad (2.8)$$

Kapacita kondenzátoru  $C_2$  vyšla  $1,41 \text{ nF}$ . Pro realizaci byl vybrán kondenzátor s kapacitou  $1,3 \text{ nF}$ . Důvodem zvolení nižší kapacity je parazitní kapacita, která vznikne konstrukcí filtru. Také pomocí této kapacity se bude provádět jemné doladění rezonančního kmitočtu pásmové propusti. Pro kapacitu  $C_1$  platí vztah 2.9.

$$C_1 = \frac{C}{1 - p_2} = \frac{117,27 \cdot 10^{-12}}{1 - 0,083} = 127,88 \text{ pF} \quad (2.9)$$

Kapacita  $C_1$  se zvolila nejbližší z vyráběné řady a to hodnota 130 pF. Pomocí tohoto kondenzátoru budeme provádět hrubé ladění rezonančního kmitočtu.

Navržená pásmová propust byla nasimulována v programu PSpice. Výsledek simulace je uveden na obrázku 2.4.



Obrázek 2.4 Simulovaná charakteristika vstupní pásmové propusti.

Ze simulované charakteristiky je vidět, že pásmová propust rezonuje na kmitočtu 30 MHz. Potlačení zrcadlového kmitočtu je -53 dB a útlum na kmitočtu 30 MHz je 0,2 dB.

U vstupních obvodů přijímače je jeden z velmi důležitých parametrů šumové číslo. Šumové číslo pro pasivní obvodu vypočteme pomocí vztahu 2.10.

$$F = L = \frac{1}{G} \quad [-] \quad (2.10)$$

Kde  $L$  je vložný útlum a  $G$  je zesílení obvodu. Šumové číslo je tedy přímo úměrné vložnému útlumu a nepřímo úměrné zesílení obvodu.

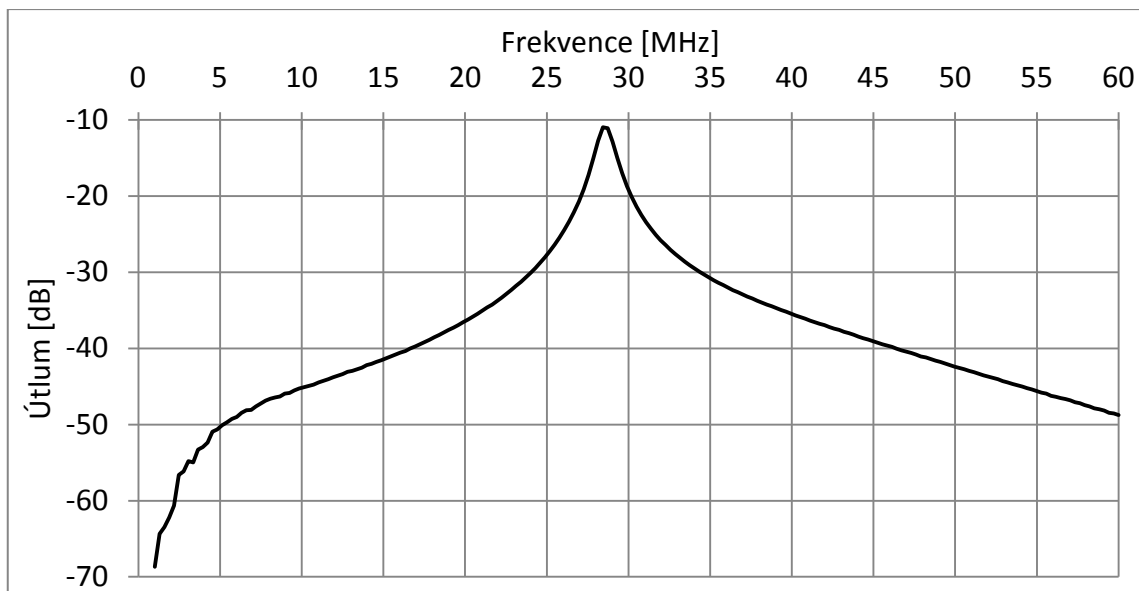
V našem případě dosadíme za  $G$  hodnotu -2 dB. Protože uvažujeme šířku pásma pro pokles o 2 dB, která je dostatečně široká, abychom pokryli případný kmitočtový posun z rádiového prostředí. Ze simulovaných hodnot vychází šířka pásma, pro pokles o 2 dB, 500 kHz. Šumové číslo se nejčastěji udává v decibelech. Pro výpočet šumového čísla v decibelech použijeme vztah 2.11.

$$F = 10 \log L = 10 \log \frac{1}{G} \quad [dB] \quad (2.11)$$

Po dosazení do vztahu vyjde šumové číslo vstupní pásmové propusti 1 dB. První bloky musí mít nejmenší šumové číslo. Je to z toho důvodu, abychom vstupními obvody nezhoršovali vlastnosti následujících bloků.

### 2.1.1 Měření vlastností pásmové propusti

Po realizaci filtru se provedlo měření přenosové charakteristiky vstupní pásmové propusti. Po změření parametrů bylo zjištěno, že navržená vstupní pásmová propust nedosahuje navržených parametrů. Změřená přenosová charakteristika vstupní pásmové propusti je zobrazena na obrázku 2.5



Obrázek 2.5 Změřená charakteristika vstupní pásmové propusti.

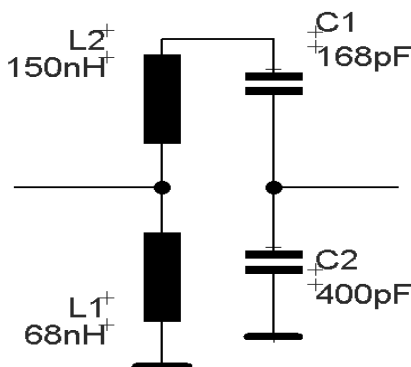
Ze změřené přenosové charakteristiky byly odečteny vybrané významné parametry a jsou porovnány s navrhovanými hodnotami v tabulce 2.1

Tabulka 2.1: Celkové navržené a měřené parametry pásmové propusti.

Parametr	Hodnoty	
	Návrh	Měření
Střední kmitočet	29,87 MHz	28,44 MHz
Šířka pásma	528 kHz	1,1 MHz
Vložný útlum na kmitočtu 30 MHz	0,2 dB	11 dB
Potlačení zrcadlového kmitočtu	-53 dB	-47 dB

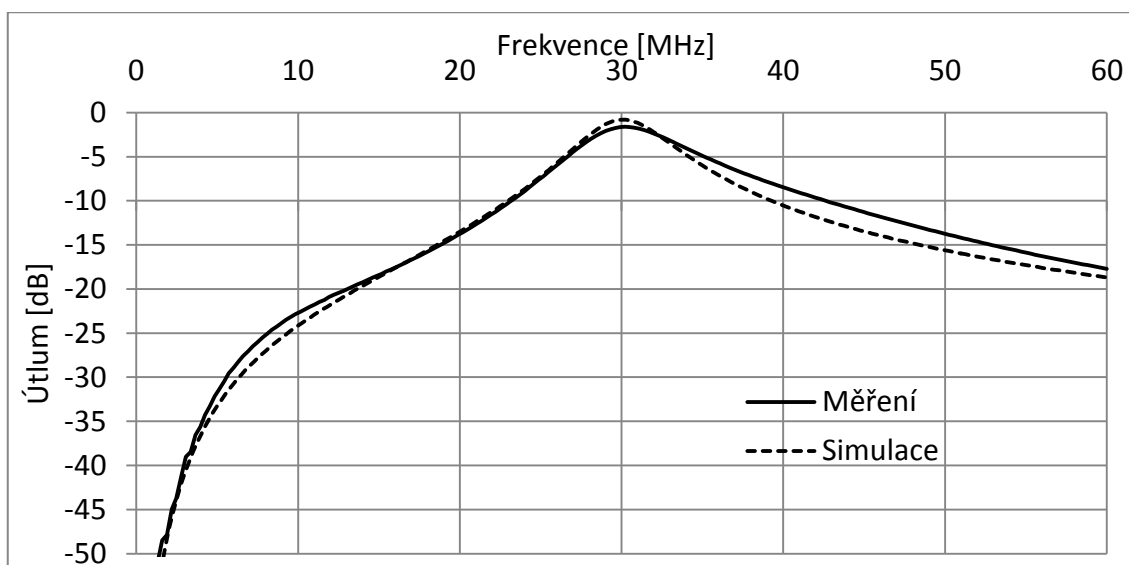
Z naměřených hodnot je patrný výrazný rozdíl v útlumu propustného pásma. Útlum realizované pásmové propusti je 11 dB. Při hledání příčiny takto vysokého útlumu pásmové propusti se došlo k závěru, že útlum způsobuje indukčnost  $L_2$ . Pásmová propust byla navržena s malým dělicím poměrem ( $p = 0,083$ ). Měřením se zjistilo, že pro takto malý dělicí poměr by indukčnost  $L_2$  musela mít činitel jakosti  $Q$  pohybující se okolo 300. Použitá indukčnost  $L_2$  má činitel jakosti  $Q = 65$  a proto způsobuje takto velký útlum v propustném pásmu. Pásmová propust je realizována pomocí SMD součástek. Snadno dostupné SMD induktory dosahují maximálního činitele jakosti  $Q = 90$ . Tudíž indukčnost  $L_2$  nelze nahradit za indukčnost s požadovaným činitelem jakosti [29].

Z měřené charakteristiky je tak vidět, že tato navržená pásmová propust se nedá použít. Útlum pásmové propusti určuje šumové číslo podle vztahu 2.10. Protože celkové šumové číslo určují vstupní obvody. Přijímač s touto pásmovou propustí by měl celkové šumové číslo větší než 12 dB a tento přijímač by byl nepoužitelný. Proto se provedl nový návrh pásmové propusti. Druhý návrh byl také proveden za pomoci odboček, ale s výrazně větším poměrem. Postup návrhu je stejný. Pro druhou realizaci pásmové propusti se použily cívky  $L1 = 150 \text{ nH}$  a  $L2 = 68 \text{ nH}$ . Podle vztahu 2.6 vyplývá, že je dělicí poměr  $p = 0,31$ . Schéma druhého návrhu pásmové propusti je na obrázku 2.6.



Obrázek 2.6 Schéma druhého návrhu pásmové propusti.

Po výpočtu kapacit podle vzorců 2.8 a 2.9, byly hodnoty kapacit zvoleny 150 pF pro  $C_1$  a 390 pF pro  $C_2$ . Následně byly změřeny parametry vstupní pásmové propusti. Podle výsledků se vstupní pásmová propust ladila pomocí paralelně přidaných kapacit ke kapacitám  $C_1$  a  $C_2$ . Ke kapacitě  $C_1$  se paralelně přidala kapacita 18 pF, celková kapacita tedy je 168 pF. U kapacity  $C_2$  se paralelně připojila kapacita 10 pF a celková kapacita je 400 pF. U odladění vstupní pásmové propusti se následně provedlo měření. Změřená charakteristika přenosu vstupní pásmové propusti je porovnávána se simulovanými hodnotami. Obě charakteristiky jsou zobrazeny na obrázku 2.7.



Obrázek 2.7 Změřená a simulovaná charakteristika druhého návrhu vstupní pásmové

propusti.

Ze změřené charakteristiky je vidět, jak dělicí poměr  $p$  mění selektivitu pásmové propusti. Vybrané významné změřené parametry odladěné vstupní pásmové propusti jsou zaznamenány v tabulce 2.2.

Tabulka 2.2: Změřené parametry druhého návrhu pásmové propusti.

Parametr	Hodnoty	
	Návrh	Měření
Střední kmitočet	30,1 MHz	30,2 MHz
Šířka pásma	6,1 MHz	7,67 MHz
Vložný útlum	0,8 dB	1,7 dB
Potlačení zrcadlového kmitočtu	-26,7 dB	-26 dB

Z odečtených hodnot je vidět, že je pásmová propust naladěna pro příjem signálu na frekvenci 30 MHz. Vložný útlum je větší, než je návrh. Útlum je však mnohem menší než u prvního návrhu. Dále by bylo možné provést návrh pomocí induktorů v jiných pouzdrech, u kterých se dosahuje většího činitele jakosti. Potlačení zrcadlového kmitočtu není výrazné. Pro dosažení většího potlačení zrcadlového kmitočtu by se však zvětšoval útlum v propustném pásmu a zhoršovalo by se celkové šumové číslo přijímače.

## 2.2 Nízkošumový zesilovač

Nízkošumový zesilovač (low noise amplifier, LNA) je zesilovač, u kterého je cílem dosáhnout co nejnižšího šumového čísla pro vysoké zesílení. U celého přijímače požadujeme malou spotřebu. Proto tedy také u LNA požadujeme malou spotřebu a funkčnost při malém napájecím napětí, protože se jedná o aktivní obvod.

V tomto případě máme směšovač s malým vstupním signálem. Proto postačí mít LNA s menším ziskem. Zisk by měl být dostatečně velký, aby signál vybudil směšovač. Při návrhu LNA, se zvolila hodnota zisku 20 dB.

Existuje celá řada integrovaných LNA. U integrovaných LNA je velkou výhodou dobré výkonové přizpůsobení, které výrobce vytváří na společném čipu. Z čehož vyplývá, že integrované LNA budou zabírat menší plochu DPS. U integrovaných LNA je však zpravidla větší spotřeba energie oproti realizaci z diskrétních součástek. Spotřeba integrovaných LNA se pohybuje okolo 6 mA. Srovnání vybraných integrovaných LNA, u kterých se pohybuje zesílení okolo požadované hodnoty, nebo pracující ve stejném pásmu, je v tabulce 2.3.

Tabulka 2.3: Integrované LNA [26] [27] [29].

LNA	Parametry				
	f	F	G	I	U
AN11035	100 MHz	1,5 dB	15 dB	4,3 mA	2,8 V
HMC549	40 – 960 MHz	3,5 dB	5 dB	120 mA	5 V
HMC599	50 – 1000 MHz	2,2 dB	14,5 dB	120 mA	3 V

Integrovaných LNA je velké množství. Jak již bylo zmíněno, nevýhodou integrovaných LNA je větší spotřeba, ale u některých integrovaných LNA se může jejich spotřeba pohybovat jen okolo 2 mA. Tyto integrované obvody ale pracují na vysokých kmitočtech. LNA pracující na nízkých kmitočtech se v podstatě nevyrábí.

Z tabulky je vidět, že dostupné integrované LNA dosahují velké spotřeby energie. Nejlépe z dostupných integrovaných LNA vychází obvod AN11035, který dosahuje typické spotřeby 4,3 mA. Protože vlastní realizaci LNA z diskrétních součástek jsme schopni dosáhnout menší spotřeby energie, je proveden návrh LNA.

Nejdůležitějším krokem pro návrh LNA je výběr tranzistoru. V přijímači je navržen LNA s bipolárním tranzistorem. LNA se dají také realizovat pomocí unipolárních tranzistorů. Unipolární tranzistory mají zpravidla větší zesílení. V tomto případě nepožadujeme vysoké zesílení, proto je návrh LNA realizován pomocí bipolárního tranzistoru.

Tranzistor budeme vybírat ze snadno dostupných bipolárních tranzistorů. V dnešní době výrobci tranzistorů přizpůsobují tranzistory pro vysoké kmitočty. Tyto tranzistory mají na nízkých kmitočtech vysoké zesílení a výběr vhodného tranzistoru je komplikovaný. Pro realizaci byl jako nejvhodnější vybrán tranzistor BF840. Tento tranzistor nejlépe splňuje potřebné požadavky pro návrh zesilovače. V tabulce 2.4 je uveden výpis několika dostupných tranzistorů s jejich parametry.

Tabulka 2.4: Tranzistory [17] [18] [19] [20] [21] [22] [23] [24].

Tranzistor	Parametry		
	F	G	ft
BF840	1,4 dB (100 kHz)	neuvedeno	380 MHz
BFP193	1 dB (900 MHz)	větší než 30dB	8000 MHz
BFS17A	2,5 dB (800 MHz)	13,5dB (800MHz)	2800 MHz
BCX70	max 2 dB (1kHz, I=200 uA)	neuvedeno	250 MHz
BC850	max 4 dB (15KHz, I=200 uA)	neuvedeno	100 MHz
BCP68	neuvedeno	neuvedeno	170 MHz
BC817	neuvedeno	neuvedeno	250 MHz
BC550	max 2,5 dB (1 kHz, I=200 uA)	neuvedeno	300 MHz

Z tabulky je vidět, že vybraný tranzistor BF840 dosahuje přijatelné hodnoty šumového čísla. U šumového čísla je potřebné brát zřetel na frekvenci, při které bylo šumové číslo změřeno. Jelikož je šumové číslo u tranzistorů závislé na frekvenci, při které má daný tranzistor pracovat. Šumové číslo je také závislé na proudu procházejícím přes tranzistor, neboli na nastaveném pracovním bodu. Dále by bylo možné použití tranzistoru BC550, který má ale nižší tranzitní kmitočet. Takže bude mít menší zesílení než LNA realizované pomocí tranzistoru BF840.

Z důvodu neuvedení důležitých parametrů u součástek pro návrh LNA. Byl návrh LNA nasimulován v simulačním programu PSpice, jelikož výrobce tranzistoru poskytuje model tranzistoru právě pro simulaci v programu PSpice. Při návrhu se nejprve nastavil pracovní bod tranzistoru. Při určení pracovního bodu tranzistoru se musí zohlednit několik důležitých parametrů. Při tomto návrhu se snažíme, dosáhnout co nejmenší spotřeby. S velmi malým proudem procházejícím přes tranzistor však může

být LNA náchylné na rušení. Proto se zvolil proud přes tranzistor v rozmezí 1,5 – 2 mA. Při volbě proudu se vycházelo také z katalogového listu tranzistoru. Hodnoty odporů pro nastavení pracovního bodu byly vypočítány tak, aby nastavený pracovní bod na požadovanou hodnotu nebyl závislý na odlišných  $h_{21}$  každého tranzistoru. Dle katalogového listu tranzistoru je minimální hodnota  $h_{21} = 67$ . Po optimalizaci pracovního bodu bylo u navrženého LNA dosaženo spotřeby 2 mA [17].

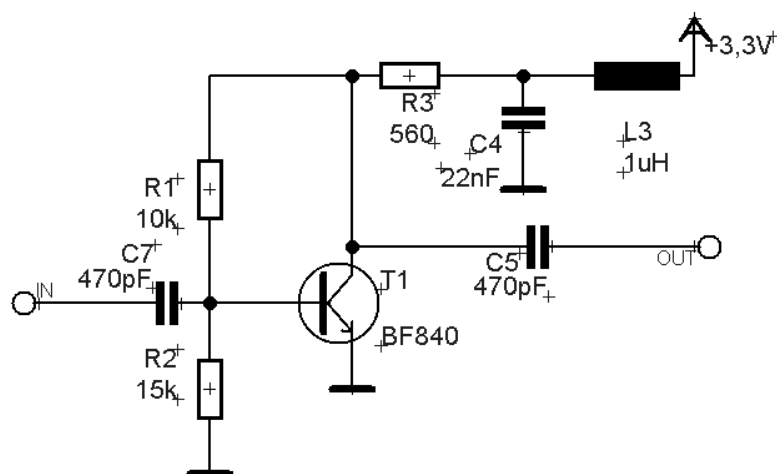
Dále musíme u LNA zajistit, aby se VF složka nešířila po napájecím vedení a nezpůsobovala tak rušení ostatních obvodů přijímače. Tuto funkci plní kondenzátor  $C_4$  a cívka  $L_3$ . Pro výpočet hodnoty  $L_3$  musíme nejprve zvolit impedanci. Zpravidla při výpočtu indukčnosti se volí impedance čtyřikrát větší, než je výstup impedance. Hodnotu  $L_3$  vypočítáme pomocí vztahu 2.12.

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{200}{2\pi 30 \cdot 10^6} = 1,06 \text{ } \mu\text{H} \quad (2.12)$$

Indukčnost představuje pro VF signál vysokou impedanci. Na rozdíl od indukčnosti je kapacita zapojena paralelně, aby zabráňovala přenosu VF složky. VF složku, která přešla přes indukčnost  $L_3$ , musí kapacita zkratovat. Pro výpočet  $C_4$  také zvolíme impedanci. Aby kapacita představovala dostatečný zkrat pro VF složku. Impedance se volí dvěstěkrát menší, než je výstupní impedance. V některých případech pro úplné zabránění přenosu VF složky po napájecím vedení se tato impedance volí mnohonásobně menší. Také se ale obtížně realizuje. V tomto případě nám postačí pro vytvoření zkratu pro VF složku dvěstěkrát menší impedance než výstupní. Kapacitu  $C_4$  vypočítáme pomocí vztahu 2.13.

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2\pi 30 \cdot 10^6 \cdot 0,25} = 21,22 \text{ nF} \quad (2.13)$$

Po ošetření přenosu VF složky po napájecím napětí byly k LNA přidány blokové kapacity  $C_7$  a  $C_5$ . Velikost impedancí se volí podle výstupní impedance a to zpravidla na čtvrtinu výstupní impedance. Tyto kapacity blokují přenos stejnosměrné složky, a tedy zabráňují posunu pracovního bodu. Po výpočtu všech hodnot byla následně provedena simulace v programu PSpice. Schéma LNA je zobrazeno na obrázku 2.8.



Obrázek 2.8 Simulovaný LNA.



Získané parametry nasimulovaného LNA jsou uvedeny v tabulce 2.5. Z těchto hodnot je provedeno výkonové přizpůsobení.

Tabulka 2.5: Simulované parametry LNA.

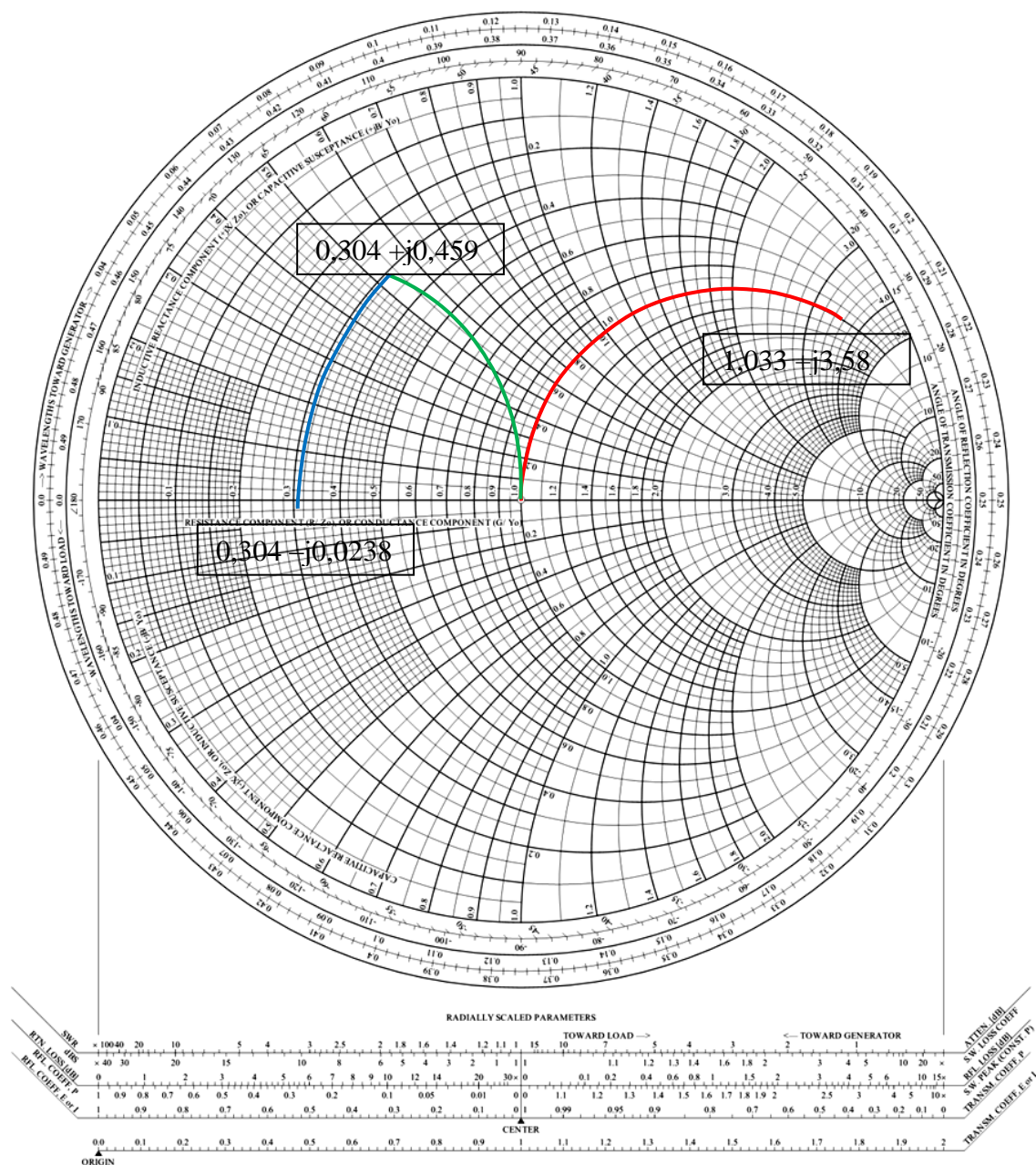
Parametr	Hodnota
Spotřeba	2 mA
Zesílení	14,5 dB
Vstupní impedance	$51,63 - j179 \Omega$
Výstupní impedance	$15,22 + j1,19 \Omega$

Návrh výkonového přizpůsobení je proveden pomocí Smithova diagramu. Pro návrh si nejprve vyneseme nasimulované hodnoty do Smithova diagramu. Pro vynesení vstupní i výstupní impedance do Smithova diagramu, musíme však nejprve normovat k charakteristické impedanci  $Z_0 = 50\Omega$ , normování provedeme pomocí vztahu 2.14.

$$z_{OUT}^* = \frac{Z_{OUT}^*}{Z_0} \quad [-] \quad (2.14)$$

Tyto body vyneseme do Smithova diagramu. Přizpůsobení provedeme ze středu Smithova diagramu k těmto bodům. Pro přizpůsobení vstupu vložíme sériovou indukčnost, čímž se přiblížíme k požadovanému bodu. Tuto indukčnost vypočteme pomocí vztahu 2.15.

Na výstupu nejprve vložíme paralelně cívku a dostaneme se do bodu  $0,304 + j0,459$ , následně vložíme sériově kapacitu a dostaneme se tak do bodu  $0,304 - j0,0238$ . Velikost cívky vypočteme pomocí vztahu 2.16, kde  $B_L$  je reaktance ze Smithova diagramu. Podobně vypočteme kapacitu sériového kondenzátoru ze vztahu 2.17, kde  $X_C$  je reaktance kapacity.



Obrázek 2.9 Smithův diagram.

Podle Smithova diagramu bylo dosaženo pro přizpůsobení na vstupu impedance sériové indukčnosti hodnoty  $X_L = 3,58$ . Pro přizpůsobení na výstupu bylo dosaženo hodnoty vodivosti indukčnosti  $B_L = 0,459$  a hodnoty impedance sériového kondenzátoru  $X_C = 0,483$ .

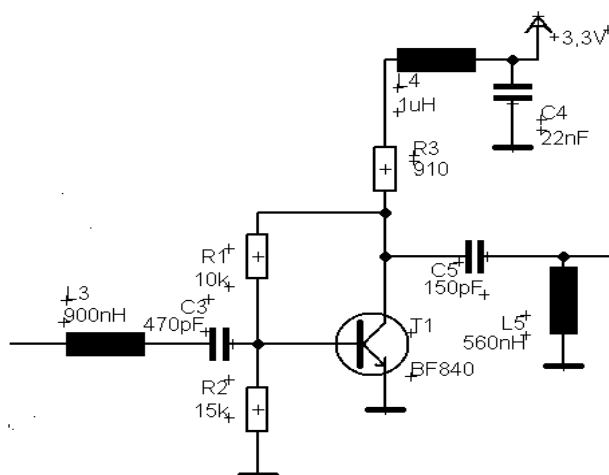
$$L_s = \frac{Z_0 X_L}{2\pi f} = \frac{50 \cdot 3,58}{2\pi 30 \cdot 10^6} = 949,62 \text{ nH} \quad (2.15)$$

$$L_p = \frac{Z_0}{2\pi f B_L} = \frac{50}{2\pi 30 \cdot 10^6 \cdot 0,459} = 577,91 \text{ nH} \quad (2.16)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f Z_0 X_C} = \frac{1}{2\pi 30 \cdot 10^6 \cdot 50 \cdot 0,483} = 219,67 \text{ pF} \quad (2.17)$$

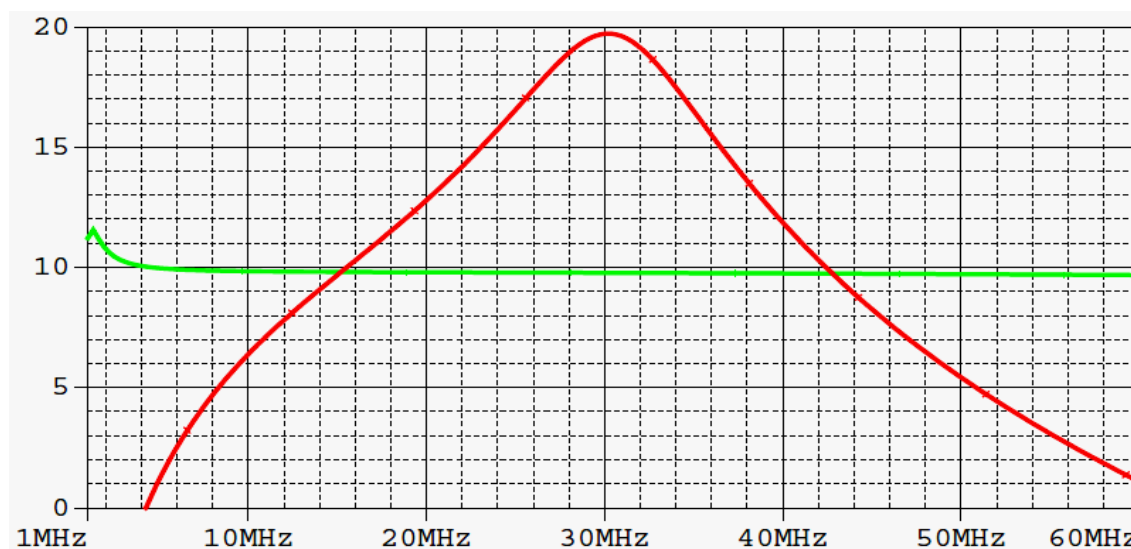
Sériová indukčnost na vstupu po dosazení vyšla 949,62 nH, při výběru byla zvolena nižší hodnota kvůli vzniklé parazitní indukčnosti vedení. Vybraná hodnota z vyráběné řady je tedy 900 nH. U paralelní indukčnosti na výstupu je zvolena nejbližší hodnota 560 nH. Při přizpůsobování sériovou kapacitou vznikla sériová kombinace přizpůsobovací kapacity a kapacity  $C_5$  (obrázek 2.8), proto je výsledná kapacita zvolena 150 pF.

Přizpůsobení na vstupu se tedy provedlo pomocí sériové indukčnosti. Na výstupu pomocí paralelní cívky a sériové kapacity. Výsledné zapojení po přizpůsobení je vidět na obrázku 2.10.



Obrázek 2.10 Schéma přizpůsobeného LNA.

Na obrázku 2.11 je vidět závislost zesílení LNA v decibelech.



Obrázek 2.11 Závislost zesílení na frekvenci.

Závislost zesílení na frekvenci je vynesena v decibelech. Simulace se prováděla při zátěži  $50\ \Omega$ . Červený průběh znázorňuje zesílení s přizpůsobením, zelený průběh bez přizpůsobení. U tohoto přizpůsobení je tedy jasně vidět zvýšení zesílení na kmitočtu 30 MHz.

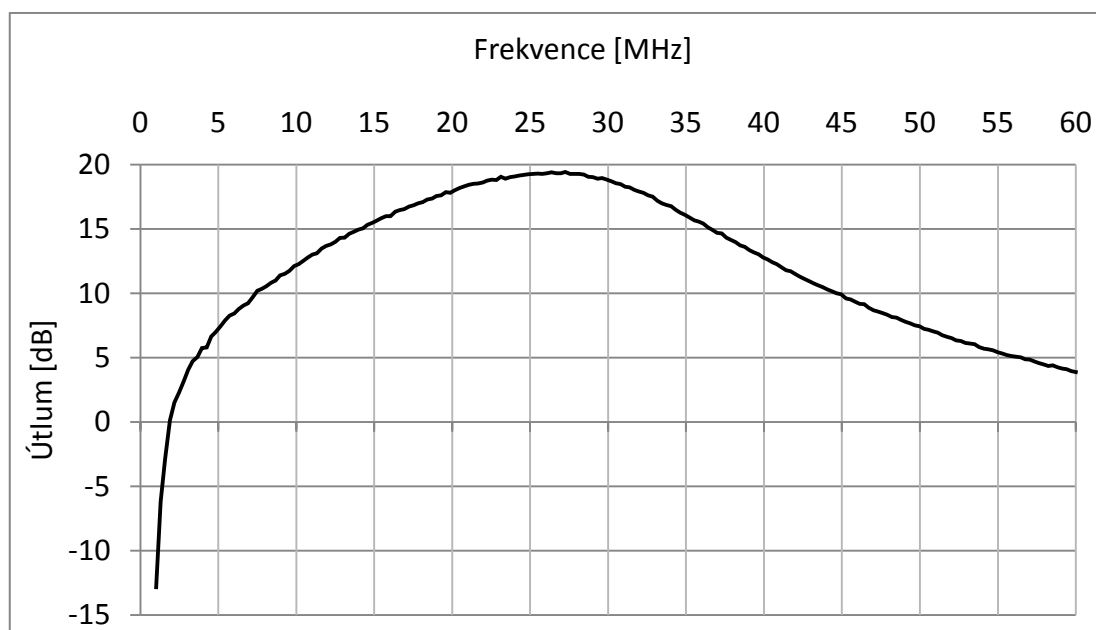
V tabulce 2.6 jsou shrnuty významné parametry návrhu. U šumového čísla jde pouze o předpokládaný odhad.

Tabulka 2.6: Celkové navržené parametry LNA.

Parametr	Hodnota
Spotřeba	2 mA
Zesílená s přizpůsobením	20 dB
Šumové číslo	1,6 dB
Zin a Zout	$50\ \Omega$

### 2.2.1 Měření parametrů LNA

Měření přenosové charakteristiky LNA je vidět na obrázku 2.12



Obrázek 2.12 Změřená přenosová charakteristika LNA.

Ze změřené charakteristiky je patrné, že nejvyšší přenos LNA dosahuje na kmitočtu 27,26 MHz a to 19,41dB. Je to způsobeno návrhem a konstrukcí LNA. Kde indukčnost  $L_3$  u přizpůsobení na vstupu vychází 949,62 nH a vybrána dostupná hodnota z řady byla 900 nH. K této hodnotě ještě přibývá parazitní indukčnost signálové cesty. Pro přesnější naladění LNA na kmitočet 30 MHz, stačí změnit indukčnost  $L_3$  na menší požadovanou hodnotu. Tato hodnota ale neodpovídá vyráběné řadě induktorů a nejbližší hodnoty induktorů jsou špatně dostupné. Nabízela by se možnost této hodnoty dosáhnout pomocí sériové kombinace dvou cívek. Protože je ale přenos na kmitočtu

30 MHz 18,83 dB, což je jen o 0,58 dB méně, tak toto doladění nebylo provedeno. Důvodem je, že pro ověření funkčnosti přijímače má tento problém zanedbatelný vliv.

## 2.3 Selektivní pásmová propust

Za směšovačem následuje pásmová propust, u které požadujeme vysokou selektivitu. Pomocí tohoto filtru se vybírá šířka pásma potřebná pro přenos informací. U této pásmové propusti musíme mít přesnou šířku pásma pro přijímaný signál. A to především z důvodu, aby nebyl užitečný signál rušen dalšími signály.

Filtry s vysokou selektivitou se nejčastěji řeší pomocí piezoelektrického rezonátoru (PER), neboli krystalu. K jeho výrobě se používají převážně syntetické křemenné krystaly ( $\text{SiO}_2$ ). PER má dva výrazné rezonanční kmitočty sériový  $f_s$  a paralelní  $f_p$ , také však obsahuje řadu dalších parazitních rezonancí. Kmitočty  $f_s$  a  $f_p$  jsou poměrně blízko sebe a můžeme je vyjádřit pomocí Thomsonova vztahu. Sériový rezonanční obvod je tvořen  $L_s$ ,  $C_s$ ,  $R_s$  jeho výpočet udává vztah 2.18 [8].

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad [\text{Hz}] \quad (2.18)$$

Paralelní rezonanční obvod je tvořen  $C_p$ ,  $L_s$ ,  $C_s$ ,  $R_s$  a lze vypočítat rovněž podle Thomsonova vztahu, který upravíme do tvaru vzorce 2.19. Musíme však počítat i se sériovou kombinací kapacit  $C_p$  a  $C_s$ .

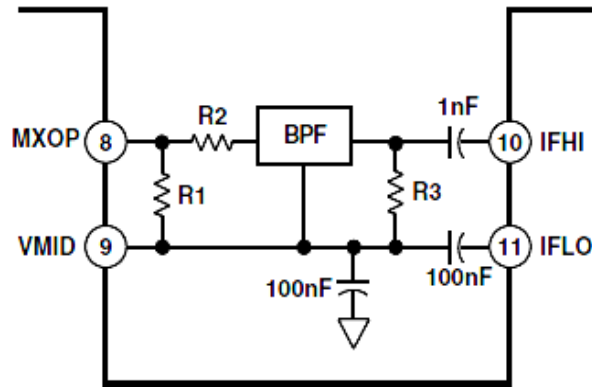
$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \left( \frac{C_p C_s}{C_p + C_s} \right)}} \quad [\text{Hz}] \quad (2.19)$$

Pomocí těchto dvou rezonančních kmitočtů, můžeme dosáhnout u krystalových filtrů velmi úzké šířky pásma. Při realizaci filtru potřebujeme více krystalů a všechny krystaly musí mít stejné parametry. Proto jsou tyto filtry obtížné na výrobu a jsou velmi drahé. Tyto filtry se dají realizovat pomocí samostatných krystalů. U realizace je ale problém s požadavkem na stejné parametry krystalů. Proto tyto realizace jsou také nákladné z důvodu velkého množství potřebných krystalů a také velmi velké časové náročnosti. Z těchto důvodů je v přijímači použit již odladěný krystalový filtr od výrobce.

Doporučené zapojení selektivní pásmové propusti k obvodu AD607 je zobrazeno na obrázku 2.13. Pro výkonové přizpůsobení musí být mezi výstupem směšovače (MXOP) a vstupem selektivní pásmové propusti, a také mezi výstupem pásmové propusti a vstupem zesilovače (IFHI) v obvodě AD607, filtr pracující na 10,7 MHz s impedancí 330  $\Omega$ . Tak aby výsledná impedance byla 165  $\Omega$  podle doporučených hodnot od výrobce obvodu [10].

U integrovaného obvodu AD607 výrobce také udává doporučené zapojení výkonového přizpůsobení. Výrobce uvedl výkonové přizpůsobení pomocí rezistorů. Výhodou přizpůsobení rezistory je především to, že přizpůsobení je širokopásmové. Velkou nevýhodou jsou ale velké ztráty. Zapojení výkonového přizpůsobení je na

obrázku 2.13.



Obrázek 2.13 Doporučené zapojení pásmové propusti [10].

Doporučené hodnoty rezistorů, které výrobce doporučuje pro realizaci, jsou zapsány v tabulce 2.7.

Tabulka 2.7: Hodnoty součástek [10].

f [MHz]	$Z_{FILTR}$ [ $\Omega$ ]	$R_1$ [ $\Omega$ ]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$R_3$ [ $\Omega$ ]
0,45	1500	174	1330	1500
6,5	1000	215	787	1000
10,7	330	330	0	330

Pro realizaci filtru je zvolen čtyřpólový krystalový filtr. Tento filtr se skládá ze dvou párových krystalů pracujících na kmitočtu 10,7 MHz, které mají zakončovací impedanci 3 k $\Omega$  a vazební kapacitu 5 pF.

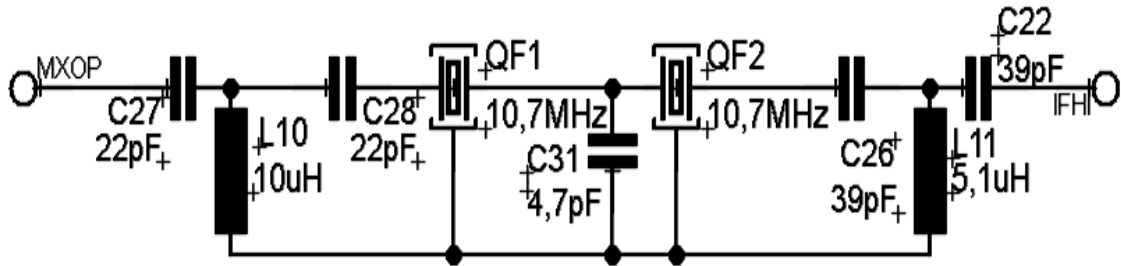
Výrobce integrovaného obvodu neuvádí výstupní impedanci směřovače (MXOP), ale doporučuje, aby připojená zátěž měla impedanci 165  $\Omega$ . Při připojení filtru s výslednou impedancí větší než 165  $\Omega$ , výrobce udává, že zesílení směřovače klesne o hodnotu  $G_L$  podle vztahu 2.20 [10].

$$G_L = 10 \log \left( \frac{165}{Z_{FILTR}} \right) \quad [dB] \quad (2.20)$$

V tomto případě nepracujeme s širokopásmovým signálem a nepožadujeme širokopásmové přizpůsobení. Proto můžeme provést přizpůsobení pomocí frekvenčně závislých součástek. Tedy pomocí kapacit a indukčností. Přizpůsobení pomocí kapacit a indukčností by v ideálním případě bylo bezztrátové. Výhodou je, že při jeho realizaci se dá, dosáhnout velmi malých ztrát, které se dají zanedbat.

Protože impedance vstupů a výstupů jsou reálné, můžeme výkonové přizpůsobení realizovat pomocí obvodu čtvrtinového úseku vedení neboli čtvrtinového transformátoru. Jeho zapojení bylo zvoleno typu T-článku, aby bylo blokováno stejnosměrné posunutí VF složky obvodem AD607.

Schéma celé selektivní pásmové propusti s realizací přizpůsobení k zakoupenému filtru složeného ze dvou párových krystalů je zobrazeno na obrázku 2.14.



Obrázek 2.14 Schéma zapojení selektivní pásmové propusti.

Výstup směšovače (MXOP) bude přizpůsoben na  $165 \Omega$ . Vstup AGC (IFHI) bude přizpůsoben na jeho vstupní impedanci  $50 \Omega$ . Pro samotné výpočty součástek je třeba vypočítat charakteristickou impedanci podle vztahu 2.21. Po dosazení do vzorce vyjde pro vstup filtru charakteristická impedance  $703,56 \Omega$  [10].

$$Z_0 = \sqrt{Z_{IN_{FILTR}} Z_{out_{MXOP}}} = \sqrt{3000 \cdot 165} = 703,56 \Omega \quad (2.21)$$

Pro výpočet hodnot součástek použijeme vztahy 2.22 a 2.23.

$$L_{10} = \frac{Z_0}{2\pi f_0} = \frac{703,56}{2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6} = 10,4 \mu H \quad (2.22)$$

$$C_{27} = C_{28} = \frac{1}{2\pi f_0 Z_0} = \frac{1}{2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 703,56} = 21,14 pF \quad (2.23)$$

Kde  $f_0$  je pracovní frekvence  $10,7 \text{ MHz}$ . Dále platí, že kondenzátory  $C_{27}$  a  $C_{28}$  mají stejnou kapacitu, stejně jako kondenzátory  $C_{22}$  a  $C_{26}$ . Pokud dosadíme charakteristickou impedanci vstupu do vzorce 2.22, vychází indukčnost  $L_{10}$   $10,4 \mu H$ . Z řady vyráběných indukčností byla vybrána hodnota  $10 \mu H$ . Kapacity  $C_{27}$  a  $C_{28}$  vypočítáme pomocí vztahu 2.23, kde bylo dosaženo hodnoty  $21,14 pF$ . Z vyráběné řady byla vybrána hodnota  $22 pF$ .

Stejným postupem postupujeme při přizpůsobení na výstupu. Charakteristickou impedanci pro výstup vypočítáme podle vzorce 2.24, hodnota zde vychází  $387,29 \Omega$ .

$$Z_0 = \sqrt{Z_{IN_{IFHI}} Z_{out_{FILTR}}} = \sqrt{50 \cdot 3000} = 387,29 \Omega \quad (2.24)$$

Po dosazení do vzorce 2.22 indukčnost  $L_{11}$  vyjde  $5,7 \mu H$ . Z vyráběné řady byla vybrána hodnoty  $5,1 \mu H$ . Kapacity pro kondenzátory  $C_{22}$  a  $C_{26}$  vycházejí  $38,4 pF$ . Z vyráběné řady byla zvolena hodnota  $39 pF$ .

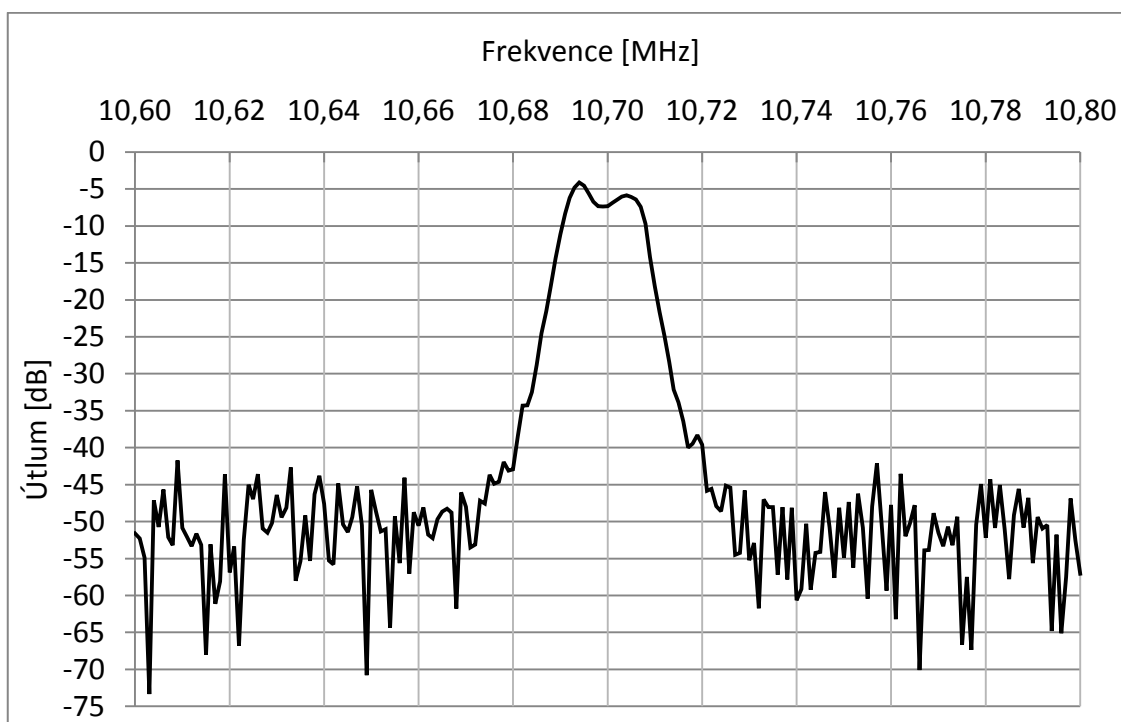
Obě cívky tedy pracují na kmitočtu  $10,7 \text{ MHz}$ . Tyto kmitočty jsou poměrně velké, proto bylo třeba vybrat cívky, u kterých výrobce garantuje funkčnost na vyšších frekvencích.

### 2.3.1 Měření vlastností selektivní pásmové propusti

U ověřování funkce selektivní pásmové propusti se musí dát pozor na nastavení vektorového analyzátoru. Jde především o to, že máme velmi úzké přenosové pásmo. Špatné nastavení filtru vektorového analyzátoru by tak výrazně zkreslovalo skutečnou charakteristiku filtru.

Krystalové filtry jsou velmi náchylné na vstupní a výstupní impedance. Také výslednou přenosovou charakteristiku velmi ovlivňuje vazební kapacita. U realizace nastává problém s vazební kapacitou. Tyto kapacity jsou často velmi malé a realizace filtru již vytvoří parazitní kapacitu. Při realizaci musíme zajistit, aby tato parazitní kapacita nebyla větší než potřebná vazební kapacita.

Změřená odladěná charakteristika čtyřpólového krystalového filtru je vidět na obrázku 2.15.



Obrázek 2.15 Změřená charakteristika krystalové pásmové propusti.

Z grafu byly odečteny hodnoty filtru, které jsou zapsány v tabulce 2.8.

Tabulka 2.8: Měřené parametry čtyřpólového krystalového filtru.

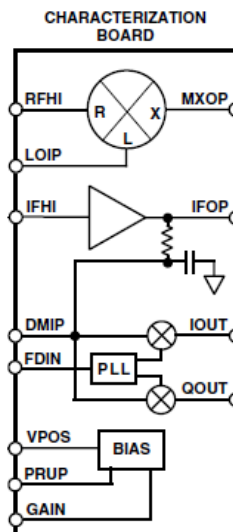
Parametry	Hodnota	Jednotka
Střední frekvence	10,6945	MHz
Šířka pásma	16	kHz
Útlum PP	5,5	dB

Z tabulky i grafu je vidět, že realizovaný krystalový filtr dosahuje dostatečné kvality a tento filtr můžeme použít.



## 2.4 Integrovaný obvod AD607

V přijímači je použit integrovaný obvod AD607. Výhodou použitého integrovaného obvodu je, že obsahuje aktivní směšovač, zesilovač s řízeným ziskem a aktivní demodulátor. Jeho další výhodou je malá spotřeba, která se pohybuje okolo 8,5 mA. Spotřeba obvodu AD607 je ale závislá na nastaveném zesílení. Obvod dosahuje nejvyšší spotřeby 13 mA, při nejvyšším nastaveném zesílení. Blokové schéma obvodu AD607 je zobrazeno na obrázku 2.16 [10].



Obrázek 2.16 Blokové zapojení obvodu AD607 [10].

Z blokového schématu jsou vidět jednotlivé významné bloky obvodu. Tyto bloky jsou v následujících podkapitolách rozebrány detailněji.

### 2.4.1 Integrovaný směšovač

U směšovačů nás zajímají čtyři základní parametry a to konverzní ztráty, šumové číslo, dynamický rozsah a izolace mezi branami. U směšovače požadujeme vysokou nelinearitu, která zajistí vznik potřebného výstupního spektra. Také požadujeme co nejmenší konverzní ztráty.

Směšovač v podstatě vytváří nejrůznější kombinace obou vstupních signálů RFHI a LOIP. Pro výstupní signál pak platí vztah 2.25.

$$IF = kRFHI + lLOIP \quad [Hz] \quad (2.25)$$

Kde  $k$  a  $l$  jsou koeficienty, které mohou nabývat hodnot celých čísel.

Pokud je  $k$  1 a  $l$  je -1, přejde vztah 2.25 na tvar  $IF = RFHI - LOIP$ . Tento vztah je nejčastěji používaný v přijímací technice a označujeme ho jako rozdílový směšovací produkt. Výsledkem je vytvoření mezifrekvenčního kmitočtu. Mezifrekvenční kmitočet je nižší než přijímaný signál, abychom mohli se signálem lépe pracovat. Výhodou je, že následující bloky mohou mít nízké tranzitní (mezí) kmitočty. Tyto obvody se zpravidla snadněji realizují a dosahují lepších parametrů. Další výhodou, je snadnější práce s nízkými kmitočty a menší náchylnost na rušení.

V tomto případě přijímáme signál na kmitočtu 30 MHz a směřujeme s kmitočtem oscilátoru 19,3 MHz. Rozdílový produkt neboli mezifrekvenční kmitočet, je 10,7 MHz.

Při buzení směšovače musíme zajistit, aby se nepřebudil vstup směšovače. Jde o to, abychom se směšovačem nepracovali v bodu  $P_{1dB}$ , tedy mimo lineární pracovní oblasti kde jsou nežádoucí složky ve spektru nad úrovní šumu. V tabulce 2.9 jsou uvedeny důležité parametry, které určují mezní hodnoty pro korektní funkci směšovače.

Tabulka 2.9: Parametry směšovače [10].

Parametry	Podmínky měření	Hodnota	Jednotka
Frekvence max	$G > 20\text{dB}$	500	MHz
Vstup RF max		$\pm 56$	mV
F	$G = \text{max}$ , IF=10,7MHz, f=83MHz	14	dB
$P_{1dB}$	RF (50Ω), IF =10,7MHz	-15	dBm
Výstup max	$Z_{IF} = 165\Omega$	$\pm 1,3$	V
$F_m$ integrované DP	$Z_{IF} = 165\Omega$	45	MHz
Vstupní výkon LO	50Ω	-16	dBm
Vstupní napětí LO	50Ω	$\pm 54$	mV
Izolace RF – IF	RF =240MHz, IF =10,7MHz, LO =229,3MHz	30	dB
Izolace LO – IF	RF =240MHz, IF =10,7MHz, LO =229,3MHz	20	dB
Izolace LO – RF	RF =240MHz, IF =10,7MHz, LO =229,3MHz	40	dB
Izolace IF – RF	RF =240MHz, IF =10,7MHz, LO =229,3MHz	70	dB

V tabulce jsou vidět základní parametry směšovače. Šumové číslo směšovače v našem případě má hodnotu 14 dB. To je poměrně velké šumové číslo, ale jedná se o aktivní směšovač. U aktivních směšovačů se zpravidla šumové číslo pohybuje okolo 10 dB.

Bod jednodediciblové komprese  $P_{1dB}$  je rovněž důležitým parametrem, který určuje dynamický rozsah směšovače. Tento bod určuje maximální úroveň vstupního signálu, při kterém se úroveň signálu od lineární charakteristiky odlišuje o 1dB a ještě se tento signál považuje za nezkrácený.

Dalším důležitým parametrem je izolace mezi branami, která určuje, jak bude signál pronikat mezi bránami, např.: ze vstupu LO na vstup IF. Kdy nás zpravidla nejvíce zajímá právě tato izolace. Na vstupu směšovače lokálního oscilátoru (LO) se zpravidla přivádí signál o velké úrovni, aby byl směšovač vybuděn a vznikaly potřebné nelinearity. V našem případě je maximální vstupní napětí  $\pm 54$  mV. Důvodem je, že si směšovač tento signál sám následně zesiluje. Proto je důležitá izolace mezi branami LO a IF, kde při malé izolaci proniká signál z oscilátoru na výstup mezifrekvence.

Dále se také u směšovače určují konverzní ztráty. V tomto případě máme směšovač aktivní, proto můžeme hovořit o konverzním zisku. Zesílení směšovače je závislé na řídicím napětí GAIN. Toto zesílení je lineárně závislé, charakteristika je vynesena na

obrázku 2.17.

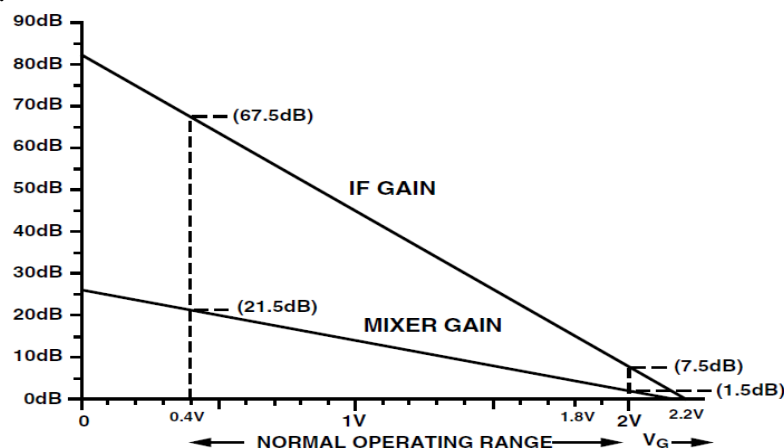


Figure 23. Gain Distribution for  $G_{REF} = 1.5\text{ V}$

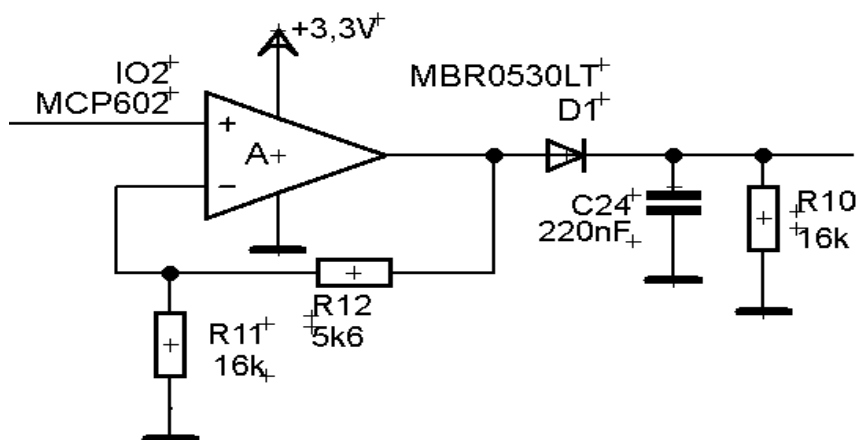
Obrázek 2.17 Závislost zesílení směšovače a zesilovače [10].

Tato závislost zesílení a rozsah řídicího napětí se posunuje v závislosti na napájecím napájení podle tabulky 2.10.

Tabulka 2.10: Parametry směšovače [10].

Napájecí napětí [V]	Napětí na stupech $G_{REF}$ , $V_{MID}$ [V]	Rozlišení		Rozsah řídicího napětí [V]
		[dB/V]	[mV/dB]	
3	1,5	50	20	0,4 – 2
3,5	1,75	42,86	23,33	0,47 – 2,33
4	2	37,50	26,67	0,53 – 2,67

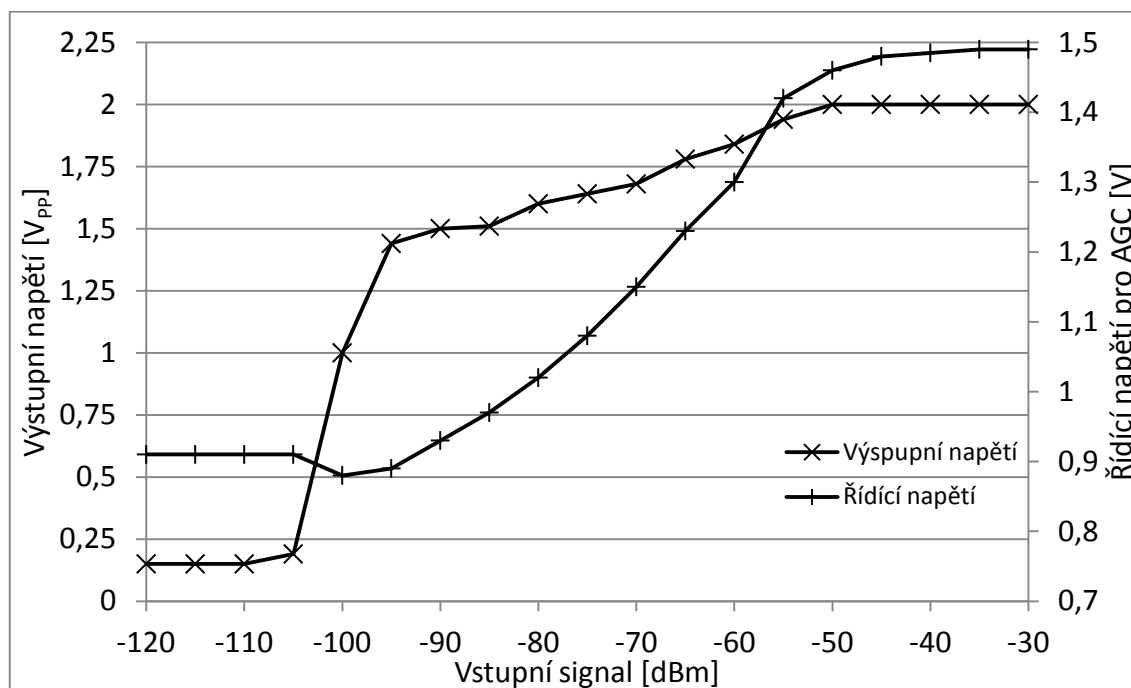
Zisk směšovače a AGC tedy regulujeme pomocí řídicího napětí, které přivádíme na vstup GAIN. Regulaci provádíme pomocí detektoru obálky. Pro vytvoření řídicího napětí odebíráme výstupní signál, který přivádíme na kladný vstup operačního zesilovače. Důvod tohoto zapojení je to, abychom co nejméně zatěžovali výstup obvodu AD607. Výstupní napětí zesílíme a následně usměrníme. Stejnoseměrným napětím regulujeme zesílení. Schéma detektoru obálky je vidět na obrázku 2.18.



Obrázek 2.18 Detektor obálky pro řízení zesílení směšovače a AGC.

Ze schématu je vidět, že nastavené zesílení je 1,36. Zesílený signál usměrňujeme pomocí Schottkyho diody. Důvodem použití Schottkyho diody je především to, že jsou rychlé a mají malý úbytek napětí. Časová konstanta pro vyhlazení usměrněného signálu je velká, abychom zajistili konstantní výstupní napětí pro obvod AD607 i pro nízké kmitočty signálu.

Charakteristiky pro výstupní napětí a řídicí napětí na vstupním signálu jsou na obrázku 2.19.



Obrázek 2.19 Závislost řídicího napětí pro AGC a výstupního napětí na úrovni vstupního signálu.

Z charakteristik je vidět, že AGC má vysoký zisk, především když vstupní napětí zajistí dostatečný odstup signál šum, AGC zde pak svým vysokým ziskem skokově zvětší výstupní napětí.

## 2.4.2 Integrovaný řízený zesilovač v obvodě AD607

Po zesilovači s řízeným ziskem požadujeme konstantní výstupní napětí a to při co nejširším rozpětí vstupních signálů. Po zesilovači také požadujeme, aby pracoval v lineární oblasti a nevytvářel harmonické složky vyšších řádů.

Řízený zesilovač neboli AGC (automatic gain control) sám reguluje svůj zisk, tak aby výstupní signál nebyl zkreslen a nevznikaly nežádoucí složky. V přijímači je jako nejvhodnější použit zesilovač z obvodu AD607. Zesílení AGC je dáno napětím GAIN, závislost tohoto napětí a zesílení je zobrazeno na obrázku 2.17.

Na trhu je velké množství AGC zesilovačů, viz tabulka 2.11. U obvodu AD607 není uvedena hodnota spotřeby proudu samotného AGC, výrobce udává pouze spotřebu celého obvodu 8,5 mA.

Tabulka 2.11: Vybrané AGC zesilovače [10] [11] [12] [13] [14] [15] [16].

Obvod	Parametry				
	F	G	f	$U_{cc}$	I
AD607	17 dB	7,5 – 67,5 dB	Do 45 MHz	3 – 5 V	-
RF2627	9 dB	-48 - 48 dB	12 -285 MHz	2,7 - 3,4 V	16 mA
AD8336	3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0 - 60 dB	Do 115 MHz	$\pm 3 - \pm 12$ V	25 mA
AD8337	14 dB	0 - 24 dB	Do 100 MHz ( $V_{out}=1V_{pp}$ )	4,5 - 10 V	18,5 mA
AD8338	4,5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	0 - 80 dB	Do 18 MHz	3 - 5 V	8 mA
LTC6412	10 dB	-14 - 17 dB	Do 240 MHz	3 - 3,6 V	110 mA
ADL5331	9 dB	-14 - 17 dB (100MHz)	1 MHz - 1,2 GHz	4,75 - 5,25 V	240 mA

Z tabulky je vidět, že pro realizaci by bylo možné také použít integrovaný obvod AD8338. Tento integrovaný zesilovač dosahuje vysokého zesílení a velké možné regulace zisku. Další výhodou je malé napájecí napětí a dosažení malé spotřeby.

Kvůli malé spotřebě celého integrovaného obvodu AD607 a již integrovaného zesilovače v obvodu AD607 s dostačujícími vlastnostmi, byl pro úsporu místa na DPS zvolen právě integrovaný zesilovač v obvodu AD607. V tabulce 2.12 jsou další parametry AGC zesilovače integrovaného v obvodu AD607.

Tabulka 2.12: Hodnoty zesilovače AGC [10].

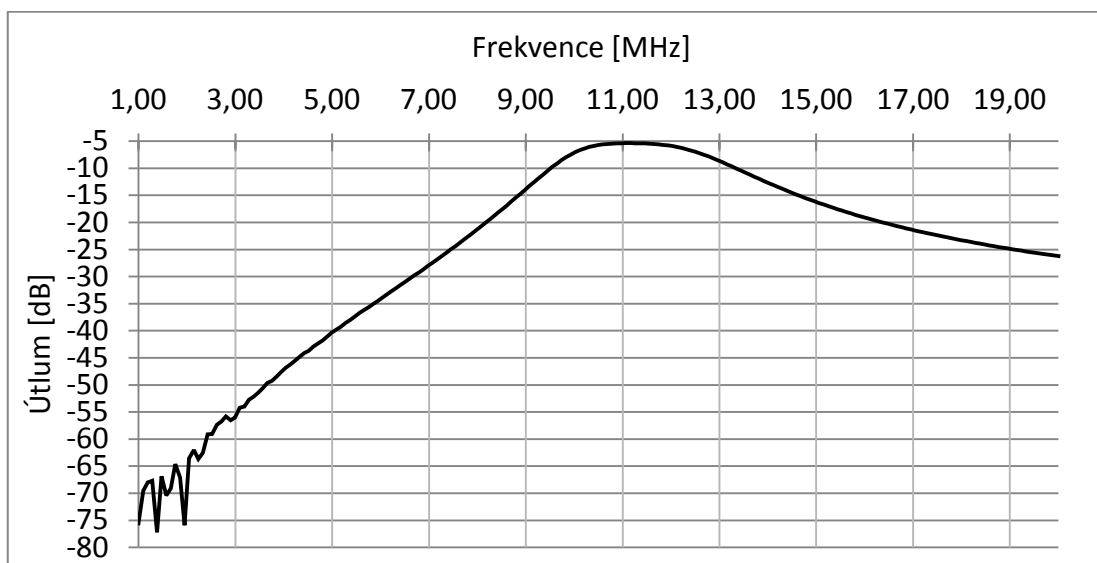
Parametry	Podmínky měření	Hodnota	Jednotka
F	$G=\max$ , $f=10,7\text{MHz}$	17	dB
$P_{1dB}$	$IF=10,7\text{MHz}$	-15	dBm
IP3	$IF=10,7\text{MHz}$	18	dBm
Výstup max	$Z_{IF}=600\Omega$	$\pm 560$	mV
$f_m$ integrované DP	$G=\max$	45	MHz

Pro  $P_{1dB}$  a IP3 výrobce neudává další parametry, při kterých byly tyto hodnoty změřeny.

Na vstupu zesilovače se vyskytuje více signálu o různých kmitočtech. Proto, jak již bylo zmíněno, budou v zesilovači vznikat intermodulační produkty vyšších řádů. Vzniklé intermodulační produkty, je zapotřebí odfiltrovat. Pro potlačení intermodulačních produktů je na výstup AGC připojena pásmová propust se střední frekvencí 10,7 MHz.

Pásmová propust je realizována pomocí dvou rezonančních obvodů spojených vazební kapacitou. Toto zapojení je zvoleno pro dosažení větší selektivity. Pro realizaci byly k zapojení pásmové propusti přidány blokovací kondenzátory. Důvodem je, že výstupní napětí z AGC je stejnosměrně posunuto na hodnotu  $V_{POS}/2$ . Dále jsou připojeny rezistory, které zajišťují stejnosměrný posun signálu na požadovanou hodnotu vstupu demodulátoru  $V_{POS}/2$ . Zapojení rezistorů se provedlo podle jednoho z doporučených zapojení výrobce integrovaného obvodu AD607. Výsledná přenosová

charakteristika odladěné pásmové propusti je zobrazena na obrázku 2.20.



Obrázek 2.20 Pásmová propust na výstupu AGC.

Ze změřené charakteristiky je vidět útlum 5 dB. V tomto případě nám vyšší útlum nevadí. Protože AGC dosahuje dostatečně velkého zesílení. Z grafu přenosu pásmové propusti byly odečteny významné hodnoty, které jsou zapsány v tabulce 2.13

Tabulka 2.13: Změřené parametry pásmové propusti se středním kmitočtem 10,7 MHz.

Parametry	Hodnota		Jednotka
	Návrh	Měření	
Střední kmitočet	10,56	11,07	MHz
Šířka pásma	1,5	3,1	MHz
Útlum PP	0,9	5,3	dB

V tabulce jsou také porovnány naměřené hodnoty s navrhovanými. Výrazné rozdíly jsou způsobeny především reálnými vlastnostmi použitých indukčností. Pro realizaci jsou použity SMD indukčnosti, které nedosahují velkých jakostí. Z toho důvodu má pásmová propust velký útlum. Při ladění pásmové propusti se pro menší útlum zvětšila vazební kapacita. Tímto se dosáhlo menšího útlumu, ale částečně se zvětšila šířka pásma.

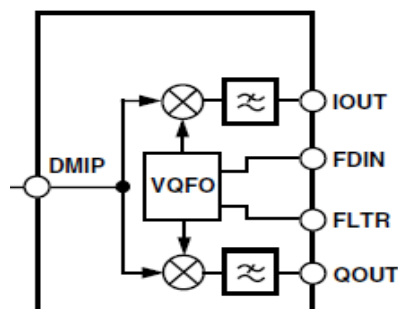
### 2.4.3 Demodulátor v obvodě AD607

Požadovaná funkce demodulátorů je získání základního pásma. Stejně jako u předchozích bloků požadujeme po demodulátoru lineární chování, aby nevznikaly vyšší harmonické složky. Tato podmínka souvisí s požadovaným velkým výstupním bodem IP3. Protože se jedná o poslední blok. Na bodu IP3 u posledních bloků závisí celkový odstup SFDR.

Modulace SSB má ve spektru pouze jednu postranní složku. Rozlišujeme tedy modulaci s horním postranním pásmem USB (Upper Side Band) a modulaci s dolním

postranním pásmem LSB (Lower Side Band). Modulátory SSB využívají dvou základních metod. První metoda je filtrační, při níž se použije modulátor DSB a filtrací se potlačí jedno postranní pásmo. Druhá metoda je fázová, kde základním problémem je realizace fázovacího článku. Fázovací článek na vstupu musí zajistit posuv o  $\pi/2$  v celém rozsahu kmitočtů modulačního signálu [2].

Demodulace SSB se provádí obvykle pomocí synchronního detektoru následovaného dolní propustí, který násobí přijatý signál s referenční nosnou vlnou. Blokové schéma demodulátoru je na obrázek 3.10 [2].



Obrázek 2.21 Blokové schéma demodulátoru v obvodě AD607 [10].

Demodulátor v obvodě AD607 násobí zesílený přijatý signál ze vstupu DMIP referenční nosnou vlnou přivedenou na vstup FDIN. Na vstup FLTR je připojen RC článek s časovou konstantou 16,5  $\mu$ s. Pomocí RC článku si integrovaný blok VQFO (Variable Quadrature Frequency Oscillator) proměnný kvadrurní oscilátor vytváří fázový posun o  $\pi/2$  [10].

Pokud je referenční nosná vlna ve fázové a kmitočtové koherenci s potlačenou nosnou vlnou vstupního signálu, je výsledkem nezkreslená modulační složka. Složky na dvojnásobku kmitočtu nosné vlny jsou potlačeny dolní propustí s mezním kmitočtem 2 MHz. V mnoha případech však není požadována dokonalá koherence vln, například pro přenos řečového signálu. Proto se připouští malá kmitočtová odchylka několika Hz. Této stability, tak bez problémů dosáhneme krystalovým oscilátorem [2] [10].

Parametry demodulátoru jsou uvedeny v tabulce 2.14. Vstupy DMIN a FDIN mají zabudovaný zesilovač, proto jsou vstupní napětí malá. U vstupu FDIN se také provádí stejnosměrný posun a to podle řídicího napětí VPOS. Tento posun je dle výrobce doporučeno provést odporovým děličem 50 k $\Omega$  [10].

Tabulka 2.14: Hodnoty demodulátoru [10].

Pin	Parametry	
DMIN	vstupní napětí (f=10,7MHz)	$\pm 150$ mV
DMIN	vstupní impedance	50 $\Omega$
FDIN	vstupní napětí	$\pm 400$ mV
FDIN	vstupní impedance	1 k $\Omega$
FDIN	stejnsměrný posun	VPOS/2
IOUT	výstupní napětí (Zátěž >20k $\Omega$ )	$\pm 1,3$ V
QOUT	výstupní napětí (Zátěž >20k $\Omega$ )	$\pm 1,3$ V

## 2.5 Oscilátory

Oscilátory jsou jedny z velmi důležitých obvodů přijímače. Potřebujeme je pro demodulaci signálu do základního pásma, ale také do mezifrekvence. Pro obě kmitočtové konverze je důležité, aby oscilátory byly dostatečně kvalitní. Na konverzi signálu potřebujeme přesný a stálý kmitočet pro co nejmenší spotřebu.

Protože přijímačem nepřijímáme číslicovou modulaci, nepotřebujeme pro demodulaci přesný kmitočet nosné, ale postačí se k tomuto kmitočtu přiblížit. Pro zjednodušení oscilátorů se také nezabýváme fázovou synchronizací s nosnou vlnou z vysílače.

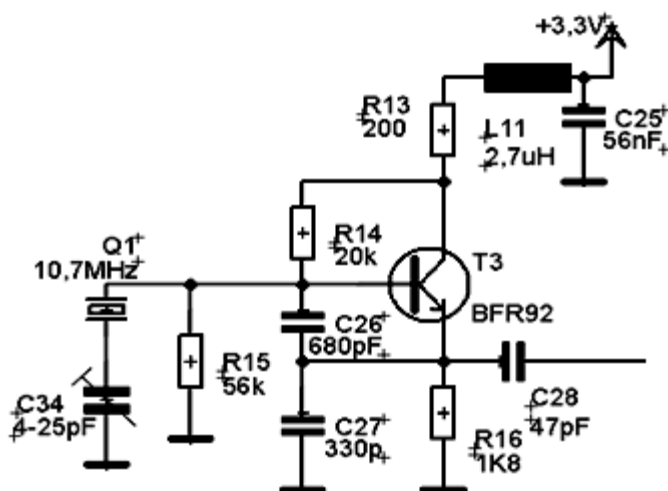
Jsou tři základní zapojení zpětnovazebních oscilátorů. A to Colpittsovo, Hartleyovo a Clappovo zapojení. Pro realizaci obou oscilátorů bylo zvoleno Colpittsovo zapojení. Aby bylo dosaženo potřebné selektivity oscilátorů, byly oscilátory řešeny s krystalem. Tím bylo dosaženo dostatečné přesnosti kmitočtů.

Krystalovým oscilátorem jsme schopni dosáhnout kmitočtu s přesností na jednotky hertz. S přesností kmitočtu souvisí také fázový šum, který je z důvodu dosažení vysoké jakosti u krystalových oscilátorů malý. Mezi další výhody krystalových oscilátorů patří vyšší stabilita kmitočtu v závislosti na teplotě, ale v užším rozsahu. Také krystalové oscilátory jsou odolnější proti stárnutí [7].

Jak již bylo zmíněno, oscilátory jsou v Colpittsově zapojení. U oscilátorů se vždy snažíme pracovat s většími kapacitami. Při dosažení mnohem větších kapacit kondenzátorů oproti parazitním kapacitám tranzistoru získáme větší stabilitu oscilátoru. Důvodem je, že parazitní kapacity tranzistoru se při provozu mění. Kdybychom tyto kapacity nepotlačily, měnil by se kmitočet výstupního signálu. Především u návrhu oscilátorů musíme dodržet pro vznik oscilací dvě základní podmínky a to amplitudovou a fázovou podmínku [7].

### 2.5.1 Oscilátor 10,7 MHz

Oscilátor v Colpittsově zapojení pracující na kmitočtu 10,7 MHz je na obrázku 2.22.



Obrázek 2.22 Oscilátor na 10,7MHz.



Při návrhu nejprve nastavíme pracovní bod tranzistoru, tedy i spotřebu oscilátoru. Při volbě pracovního bodu se vycházelo z katalogového listu tranzistoru, kde jsme se snažili, dosáhnout malé spotřeby při zaručení funkčnosti oscilátoru. Následně se podle použitého krystalu a vztahu 2.26 vypočítala celková rezonanční kapacita [9].

$$C_{LMAX} = \frac{1}{4\pi f} \sqrt{\frac{g_{21e}}{ESR}} = \frac{1}{4\pi 10,7 \cdot 10^6} \sqrt{\frac{0,036}{50}} = 199,32 \text{ pF} \quad (2.26)$$

Kde  $g_{21e}$  je strmost tranzistoru,  $ESR$  je ekvivalentní odpor krystalu a  $C_{LMAX}$  je výsledná sériová kombinace kapacit. Kapacity  $C_{26}$  a  $C_{27}$  vypočítáme ze vztahu 2.2 [9].

$$C_{LMAX} = \frac{C_{26} * C_{27}}{C_{26} + C_{27}} [F] \quad (2.27)$$

Oscilátor pracuje nejlépe, když je poměr mezi kapacitami 2 až 3. Poměr kapacit vypočítáme pomocí vztahu 2.28 [9.]

$$p = \frac{C_{26}}{C_{27}} [-] \quad (2.28)$$

Proto se při návrhu použil poměr 2,5 a výsledné kapacity byly vybrány z nejbližší vyráběné řady kapacit. Čímž se zajistilo dodržení poměru kapacit.

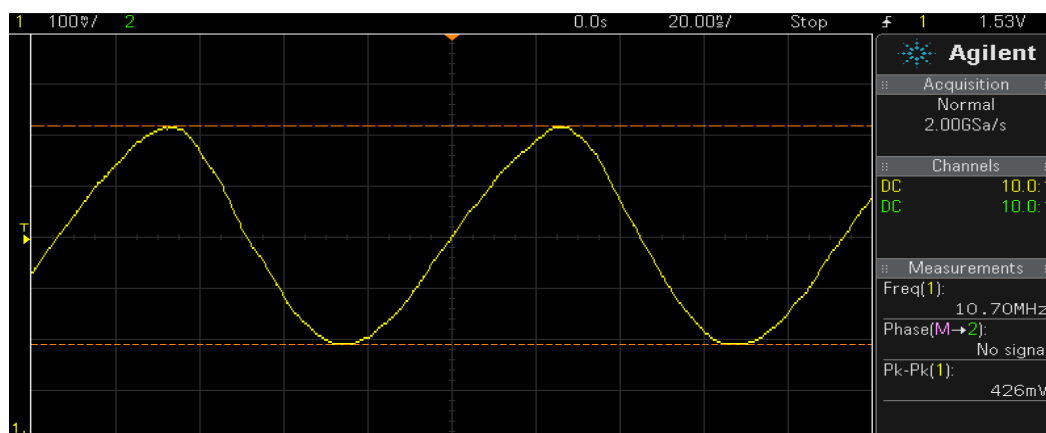
K oscilátoru připojíme na napájecí vedení paralelní kapacitu a sériovou indukčnost pro potlačení šíření VF složky po napájení. Hodnoty vypočítáme pomocí vztahů 2.12 a 2.13 stejným způsobem jako při návrhu LNA.

Kapacity  $C_{26}$  a  $C_{27}$  potlačují vliv parazitních kapacit PN přechodu tranzistoru. Kapacita  $C_{26}$  potlačuje vliv parazitní kapacity báze-emitor  $C_{BE}$  a kapacita  $C_{27}$  potlačuje vliv parazitní kapacity emitor-kolektor  $C_{EC}$ . Pro potlačení parazitních kapacit tedy musíme dodržet podmínku z vztahu 2.29. Tranzistor BFR92 má parazitní kapacity  $C_{BE} = 0,8 \text{ pF}$  a  $C_{BC} = 0,75 \text{ pF}$  [25]. [7].

$$C_{26} \gg C_{BE} \quad C_{27} \gg C_{CE} [F] \quad (2.29)$$

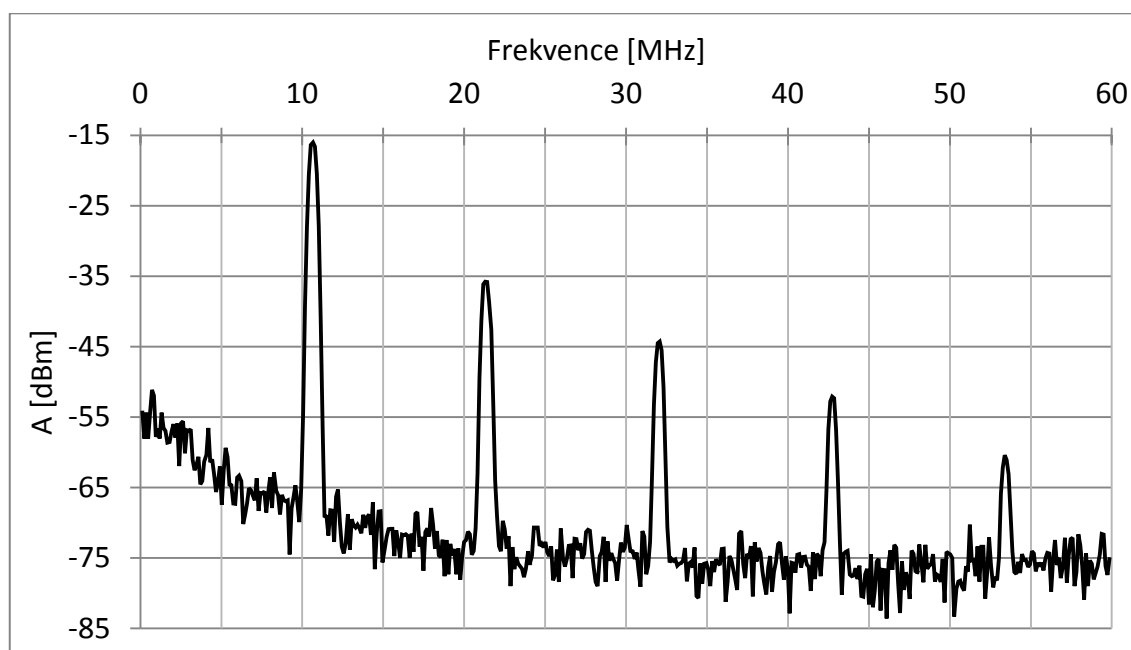
Z hodnot kapacit vyplývá, že obě kapacity výrazně zmenšují vliv parazitních kapacit.

Návrh oscilátoru byl simulován v programu PSpice. Simulaci se doladily parametry oscilátoru a vhodný výběr hodnot součástek z vyráběné řady. Změřený časový průběh oscilátoru 10,7 MHz je na obrázku 2.23.



Obrázek 2.23 Časový průběh oscilátoru 10,7 MHz.

Z časového průběhu je vidět zkreslení výstupního signálu. Zkreslení způsobují vyšší harmonické složky. Je to z toho důvodu, že na výstupu není dolní propust, která by tyto složky odstranila. Spektrum výstupního signálu oscilátoru je na obrázku 2.24.



Obrázek 2.24 Spektrum oscilátoru 10,7 MHz.

Ve spektru výstupního signálu jsou vidět vyšší harmonické složky. Tyto složky nám v tomto případě nevadí. Protože signál vstupuje do směšovače, který je silně nelineární. Výsledky simulace a měření základních parametrů oscilátoru jsou v tabulce 2.15.

Tabulka 2.15: Tabulka simulovaných hodnot oscilátoru 10,7 MHz.

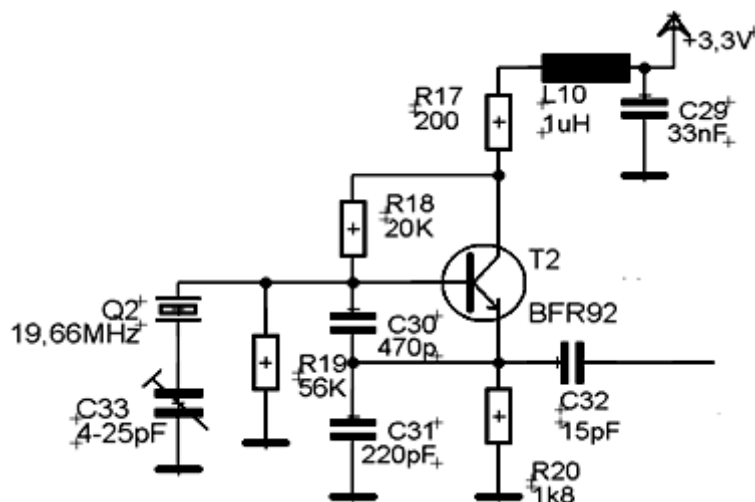
Parametry	Hodnota	Jednotka
Simulovaná spotřeba	990	uA
Simulované výstupní napětí	400	mV <sub>PP</sub>
Změřené výstupní napětí	426	mV <sub>PP</sub>
Změřený kmitočet	10,69	MHz

Ze simulovaných hodnot je vidět, že jsme dosáhli malé spotřeby oscilátoru. U výstupního napětí jsme se přiblížili k požadovaným 400 mV<sub>PP</sub>. Protože maximální hodnota je 800 mV<sub>PP</sub>, mírné zvýšení amplitudy nevadí.

## 2.5.2 Oscilátor 19,3 MHz

Pro druhý oscilátor 19,3 MHz byl vybrán nejbližší vyráběný krystal. Zvolený krystal rezonuje na frekvenci 19,66 MHz. Protože je potřeba frekvence 19,3 MHz nejjednodušší řešení by bylo krystalový oscilátor rozladit na požadovanou frekvenci. Kdyby se podařilo tento oscilátor rozladit na frekvenci 19,3 MHz, už bychom však

nemohli hovořit o krystalovém oscilátoru. Dále by tento oscilátor nesplňoval požadavky na kvalitu oscilátoru. Důvodem je, že krystal můžeme rozladit jen v malém rozsahu mezi  $f_s$  a  $f_p$ . Ty jsou závislé na vlastnostech krystalu. Zpravidla se dá krystal rozladit maximálně okolo 3 kHz. Proto je pro ověření funkčnosti vybrán nejbližší krystal 19,66 MHz, který by se následně nahradil na objednávku vyrobeným krystalem s frekvencí 19,3 MHz. Rezonanční obvod je tedy řešen stejně jako u oscilátoru 10,7 MHz. Zapojení oscilátoru je na obrázku 2.25.



Obrázek 2.25 Oscilátor na 19,3MHz.

Pro druhý oscilátor 19,3 MHz pro potlačení parazitních kapacit PN přechodu platí stejné podmínky jako pro oscilátor 10,7 MHz. Tedy kapacity potlačující vliv parazitních kapacit tranzistoru jsou  $C_{30}$  a  $C_{31}$ . Pro výpočet celkové kapacity použijeme vztah 2.26. Protože oscilátor pracuje s jiným krystalem a na jiné frekvenci, pro výpočet dosadíme frekvenci 19,3 MHz a ekvivalentní odpor krystalu  $ESR = 25 \Omega$ . Po dosazení vyjde celková kapacita  $C_{LMAX} = 156,27 pF$ . Stejným způsobem jako u oscilátoru 10,7 MHz podle vztahů 2.27a a 2.28 vypočítáme kapacity kondenzátorů.

Výsledek simulace a měření základních parametrů oscilátoru jsou v tabulce 2.16.

Tabulka 2.16: Tabulka simulovaných hodnot oscilátoru 19,3MHz.

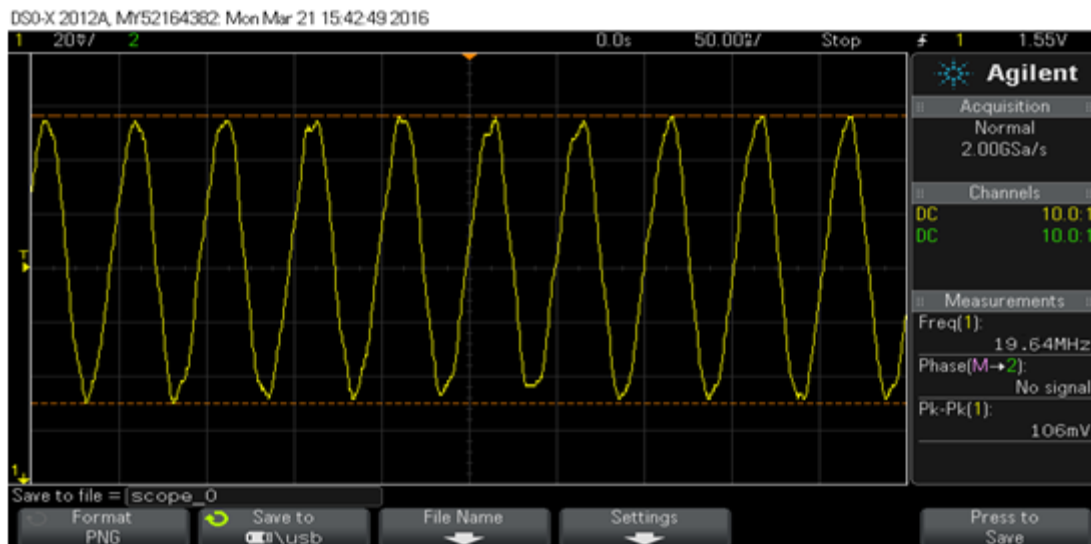
Parametry	Hodnota	Jednotka
Simulovaná spotřeba	989	uA
Simulované výstupní napětí	100	mV <sub>pp</sub>
Změřené výstupní napětí	106	mV <sub>pp</sub>
Změřený kmitočet	19,65	MHz

Výstupní napětí je přibližně stejné jako požadované 100 mV<sub>pp</sub>. Důvodem větší přesnosti je maximální vstupní napětí směšovače 108 mV<sub>pp</sub>. Kde na vstupu směšovače lokálního oscilátoru požadujeme největší možné napětí pro lepší konverzní zisk směšovače.

Jak již bylo zmíněno krystalové oscilátory se dají rozladit jen velmi málo. Proto i

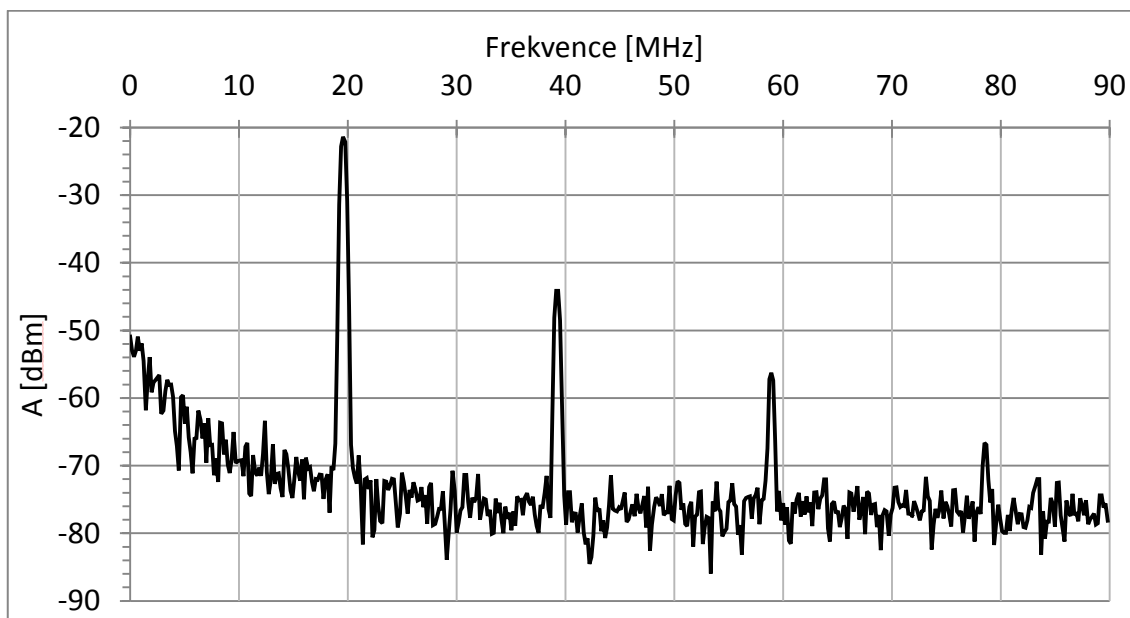
výstupní kmitočet oscilátoru je 19,65 MHz místo požadovaných 19,3 MHz. Tento problém jsem pro ověření funkčnosti přijímače vykompenzoval příjmem signálu na kmitočtu 30,35 MHz. Je to z důvodu dosažení mezifrekvence 10,7 MHz.

Změřený časový průběh oscilátoru 19,3 MHz je na obrázku 2.26.



Obrázek 2.26 Časový průběh oscilátoru 19,3MHz.








Ze změřeného časového průběhu je vidět výraznější kreslení. Zkreslení způsobují harmonické složky vyšších řádů a také se zde více projevuje šum. Je to z důvodu, že výstupní amplituda signálu je malá. Tudíž je i menší poměr signál šum. Na obrázku 2.27 je změřené výstupní spektrum oscilátoru 19,3 MHz.



Obrázek 2.27 Spektrum oscilátoru 19,3MHz.

## 2.6 Simulace celého přijímače

Celkové chování přijímače je simulováno v programu AppCAD od firmy Agilent. Na obrázku 2.28 jsou uvedeny významné změřené parametry jednotlivých bloků přijímače a také celkové parametry.

		Stage 1	Stage 2	Stage 3	Stage 4	Stage 5	Stage 6	Stage 7
Stage Data	Units							
Stage Name:		Pásmová propust	LNA	Směšovač	Krystalová PP	AGC	Pásmová propust	Demodulátor
Noise Figure	dB	1,6	1,6	14	5,5	17	8	0
Gain	dB	-1,6	18,8	21,5	-5,5	67,5	-8	18
Output IP3	dBm	100	-15	3	100	18	100	100
dNF/dTemp	dB/°C	0	0	0	0	0	0	0
dG/dTemp	dB/°C	0	0	0	0	0	0	0
Stage Analysis:		0	0	0	0	0	0	0
NF (Temp corr)	dB	1,60	1,60	14,00	5,50	17,00	8,00	0,00
Gain (Temp corr)	dB	-1,60	18,80	21,50	-5,50	67,50	-8,00	18,00
Input Power	dBm	-80,00	-81,60	-62,80	-41,30	-46,80	20,70	12,70
Output Power	dBm	-81,60	-62,80	-41,30	-46,80	20,70	12,70	30,70
d NF/d NF	dB/dB	0,59	0,83	0,20	0,00	0,01	0,00	0,00
d NF/d Gain	dB/dB	-0,41	-0,17	-0,01	-0,01	0,00	0,00	0,00
d IP3/d IP3	dBm/dBm	0,00	0,00	0,00	0,00	1,00	0,00	0,00

Enter System Parameters:			System Analysis:					
Input Power	-80	dBm	Gain =	110,70	dB	Input IP3 =	-82,70	dBm
Analysis Temperature	25	°C	Noise Figure =	4,10	dB	Output IP3 =	28,00	dBm
Noise BW	1	MHz	Noise Temp =	456,09	°K	Input IM level =	-74,60	dBm
Ref Temperature	25	°C	SNR =	29,87	dB	Input IM level =	5,40	dBc
S/N (for sensitivity)	0	dB	MDS =	-109,87	dBm	Output IM level =	36,10	dBm
Noise Source (Ref)	290	°K	Sensitivity =	-109,87	dBm	Output IM level =	5,40	dBc
			Noise Floor =	-169,87	dBm/Hz	SFDR =	18,11	dB

Obrázek 2.28 Simulace přijímače v programu AppCAD.

Celkové šumové číslo určují první obvody přijímače. V tomto případě je to PP a LNA. Tyto dva bloky mají předpokládané šumové číslo 2,6 dB. Protože směšovač má velké šumové číslo, tak také ještě poměrně přispívá k celkovému šumovému číslu a zvyšuje ho o 0,7 dB. Další bloky již šumové číslo ovlivňují zanedbatelně. Tedy celkové předpokládané simulované šumové číslo bylo 3,3 dB.

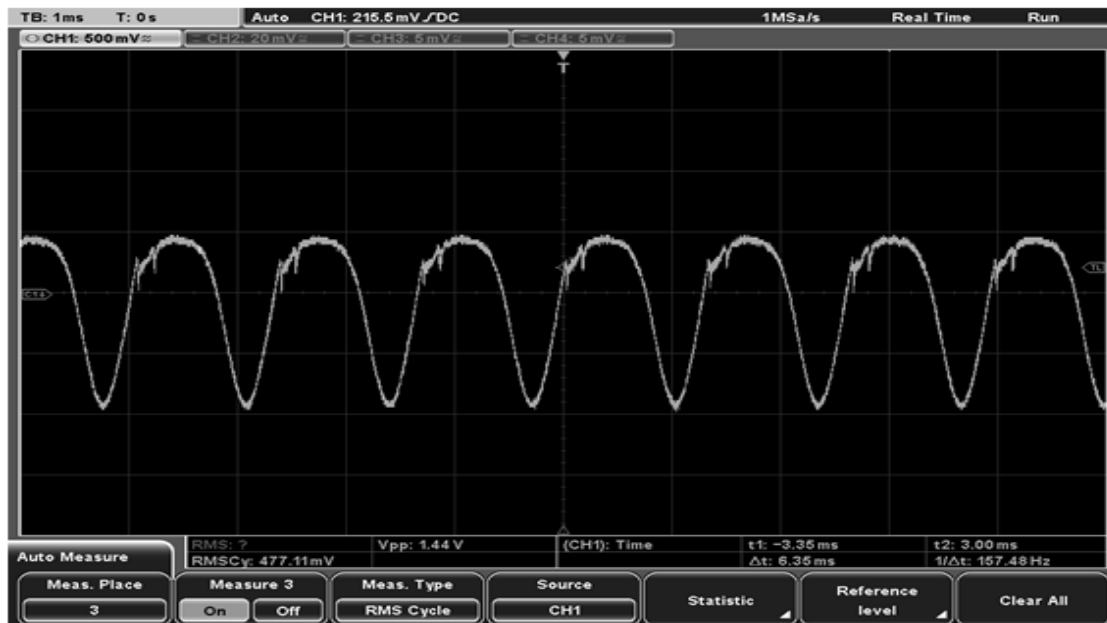
Druhý návrh vstupní PP má větší šumové číslo než u prvního návrhu PP. Realizovaný přijímač má tedy horší šumové číslo. Šumové číslo přijímače nebylo změřeno z důvodu použité úzké krystalové pásmové propusti. Proto se šumové číslo i ostatními parametry opět nasimulovaly, ale s reálnými změřenými parametry. Celkové šumové číslo realizovaného přijímače vychází podle programu AppCAD na 4,1 dB.

Dále nás zajímá celkové zesílení vstupního signálu, které vychází na 110 dB. Se zesílením souvisí bod IP3. Kde nás tento bod především zajímá u koncových bloků, kde dosahujeme vysokých zesílení. Ze simulovaných hodnot je vidět, že bod IP3 pro demodulátor neuvádí výrobce. Na Výstupních bodech IP3 nejvíce závisí SFDR odstup signálu od složek vyšších řádů. SFDR nebylo možné změřit z důvodu potřebné velmi vysoké zátěže na výstupu přijímače.

Také důležitý je odstup signál-šum SNR. Ze simulovaných hodnot vyšlo SNR

29,87 dB. Při stejném vstupním výkonu signálu se provedlo měření, při kterém odstup signál-šum vyšel 27,68 dB.

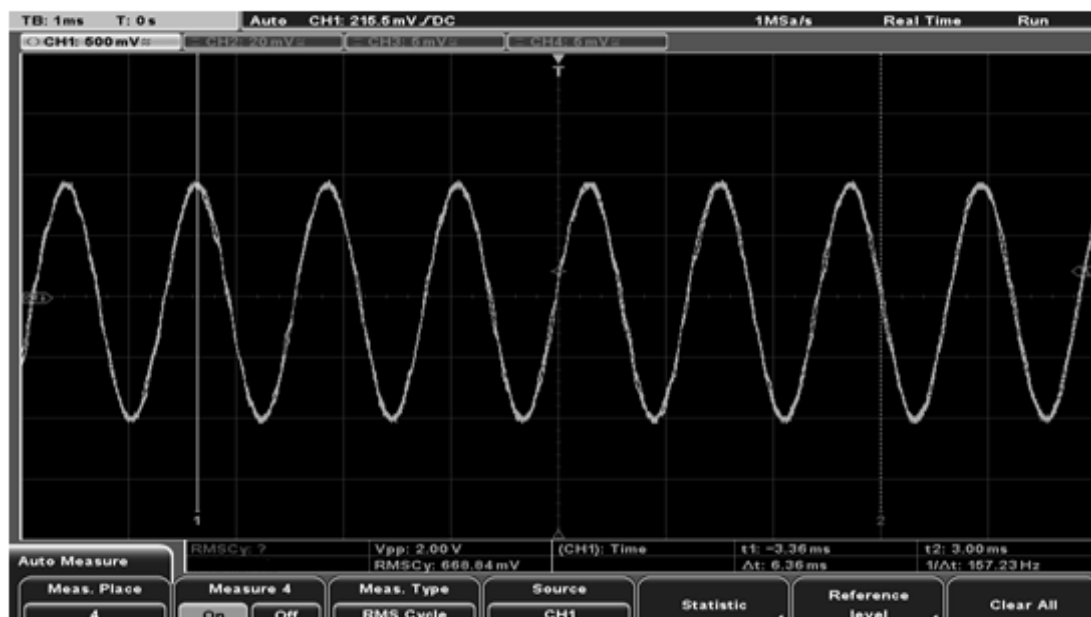
Měření se provádělo pro modulaci s harmonickým signálem. Kde na obrázku 2.29 je zobrazen průběh výstupního signálu pro vstupní signál -95 dBm.



Obrázek 2.29 Záznam výstupního signálu při vstupu -95 dBm.

Z průběhu je vidět, větší zašumění kladných půlvln signálu. Toto rušení zřejmě vzniká na vstupu demodulátoru. Kde se provádí stejnosměrný posun VF složky.

Na obrázku 2.30 je vidět, výstupní signál s maximální výstupní amplitudou.



Obrázek 2.30 Záznam výstupního signálu při vstupu -50 dBm.

### 3 ZÁVĚR

Tato práce se zabývá celým návrhem SSB přijímače s malou spotřebou. Celý přijímač je navržen pro bateriové napájecí napětí 3,3 V. U navrženého přijímače byly provedeny simulace, u kterých byly nejprve zkontrolovány parametry navržených bloků. Dále pak byly pro optimálnější parametry jednotlivých bloků upraveny hodnoty součástek z vyráběných řad. Po simulacích byl přijímač realizován a postupně podle blokového schématu ožívován po jednotlivých blocích přijímače. U realizovaného přijímače se dosáhlo maximální spotřeby 15,67 mA. Tato spotřeba je závislá na zesílení AGC. Při měření se také ověřila funkce přijímače při nižším napájecím napětím, kde přijímač funguje i při napájení 3 V. U celého přijímače bylo provedeno měření, kde výsledky měření jednotlivých bloků přijímače jsou rozebrány u příslušných podkapitol.

Vstupní pásmová propust byla navržena pro anténu s impedancí 50  $\Omega$ . Výpočet byl ověřován v programu PSpice, tak aby bylo dosaženo co nejmenšího útlumu a tedy i šumového čísla. Při realizaci bylo zjištěno, že pásmovou propust nelze použít a byl proveden další návrh pásmové propusti. Druhý návrh byl proveden ve stejném zapojení s důrazem na dosažení malého útlumu v propustném pásmu. Opakovaný návrh pásmové propusti se nasimuloval v programu Ansoft Desinger. U druhého návrhu bylo dosaženo výrazně menšího útlumu v propustném pásmu, oproti prvnímu návrhu. Bohužel nebylo dosaženo velkého potlačení zrcadlového kmitočtu. Pro zlepšení parametrů pásmové propusti, především potlačení zrcadlového kmitočtu a útlumu v propustném pásmu, by bylo možné dosáhnout použitím jiného zapojení pásmové propusti.

Návrh LNA se nepodařilo provést s optimálními parametry. Největším problémem při návrhu LNA byl výběr vhodného tranzistoru, z komerčně dostupných produktů. Právě tento blok nejvíce potlačuje vliv vlastního šumového čísla a také následujících bloků. Pro zlepšení parametrů by bylo nejlepším řešením použití jiného tranzistoru s nižším šumovým číslem. Popřípadě by mohl mít použit tranzistor stejné šumové číslo jako BF840, ale s větším tranzitním kmitočtem. Tedy větším zesílením na pracovní frekvenci 30 MHz.

Důvodem použití obvodu AD607 je malé napájecí napětí a nízká spotřeba. Tento obvod také obsahuje integrovaný směšovač, řízený zesilovač a demodulátor. Výhodou integrovaného směšovače je malé vstupní napětí a řízené zesílení.

Při návrhu jsme se především snažili dosáhnout co nejmenšího šumového čísla. Dle výsledků simulovaného přijímače je celkové šumové číslo 4,1 dB. Celkové šumové číslo závisí na vstupní pásmové propusti a LNA. Právě u těchto dvou bloků bychom potřebovali, dosáhnout lepších parametrů.

# LITERATURA

- [1] SEVERIN, Eduard. *Technika rádiového spojení s jedním postranním pásmem*. Naše vojsko, 1967.
- [2] PROKEŠ, Aleš. *RÁDIOVÉ KOMUNIKAČNÍ SYSTÉMY* [online]. Skripta. Brno: FEKT: VUT v Brně, 2013 [cit. 2015-12-14].
- [3] ŽALUD, Václav. *Moderní radioelektronika*. BEN, 2000.
- [4] SEHNAL, Jiří. *Hlavní parametry rádiových přijímačů* [online]. 2009 [cit. 2015-12-14].
- [5] PROKEŠ, Aleš. *RÁDIOVÉ PŘIJÍMAČE A VYSÍLAČE* [online]. Přednášky. Brno: FEKT: VUT v Brně, 2014 [cit. 2015-12-14].
- [6] FUKÁTKO, T., FUKÁTKO J., *Teplo a chlazení v elektronice II*. Praha: BEN – technická literatura, 2006.
- [7] VÁGNER, Petr. *Vysokofrekvenční technika* [online]. Skripta. Brno: FEKT: VUT v Brně, 2013 [cit. 2015-12-14].
- [8] DOSTÁL, Tomáš. *Návrh analogových filtrů* [online]. Skripta. Brno: FEKT: VUT v Brně, 2007 [cit. 2015-12-14].
- [9] PAVLOVEC, Josef a ŠRAMAR, Jaroslav. *Krystalové jednotky a oscilátory. Amatérské Rádio* [online]. 1987 [cit. 2016-03-06]. Dostupné z: [http://www.krystaly.cz/files/download/Amaterske\\_radio\\_1987-02-Krystaly.pdf](http://www.krystaly.cz/files/download/Amaterske_radio_1987-02-Krystaly.pdf)
- [10] *AD607: Datasheet* [online]. In: . Analog Devices, 2002 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/evaluation-documentation/AD607.pdf>
- [11] *RF2627: Datasheet* [online]. In: . RF Micro Devices [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: [http://datasheet.eeworld.com.cn/pdf/RFMD/95957\\_RF2627.pdf](http://datasheet.eeworld.com.cn/pdf/RFMD/95957_RF2627.pdf)
- [12] *AD8336: Datasheet* [online]. In: . Analog Devices, 2011 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8336.pdf>
- [13] *AD8337: Datasheet* [online]. In: . Analog Devices, 2008 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8337.pdf>
- [14] *AD8338: Datasheet* [online]. In: . Analog Devices, 2013 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8338.pdf>
- [15] *LTC6412: Datasheet* [online]. In: . Linear technology [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/6412fa.pdf>
- [16] *ADL5331: Datasheet* [online]. In: . Analog Devices, 2009 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/evaluation-documentation/ADL5331.pdf>
- [17] *BF840: Datasheet* [online]. In: . NXP Semiconductors, 2004 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BF840.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BF840.pdf)
- [18] *BFP193: Datasheet* [online]. In: . Infineon, 2014 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1932455.pdf>
- [19] *BFS17A: Datasheet* [online]. In: . NXP Semiconductors, 1995 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1499148.pdf>



- [20] *BCX70: Datasheet* [online]. In: . NXP Semiconductors, 2004 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BCX70.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BCX70.pdf)
- [21] *BC850: Datasheet* [online]. In: . NXP Semiconductors, 2004 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BC849\\_BC850.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BC849_BC850.pdf)
- [22] *BCP68: Datasheet* [online]. In: . NXP Semiconductors, 2011 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BCP68\\_BC868\\_BC68PA.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BCP68_BC868_BC68PA.pdf)
- [23] *BC817: Datasheet* [online]. In: . NXP Semiconductors, 2009 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BC817\\_BC817W\\_BC337.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BC817_BC817W_BC337.pdf)
- [24] *BC550: Datasheet* [online]. In: . Fairchild Semiconductor, 2014 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/BC/BC547.pdf>
- [25] *BFR92: Datasheet* [online]. In: . NXP Semiconductors, 2009 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/BFR92A\\_N.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BFR92A_N.pdf)
- [26] *AN11035: Datasheet* [online]. In: . NXP Semiconductors, 2011 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: [http://www.nxp.com/documents/application\\_note/AN11035.pdf](http://www.nxp.com/documents/application_note/AN11035.pdf)
- [27] *HMC549: Datasheet* [online]. In: . Analog Devices, [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc549.pdf>
- [28] *HMC599: Datasheet* [online]. In: . Analog Devices, [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc599.pdf>
- [29] *AN11035: Datasheet* [online]. In: . Coilcraft, 2012 [cit. 2016-05-01]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1681891.pdf>

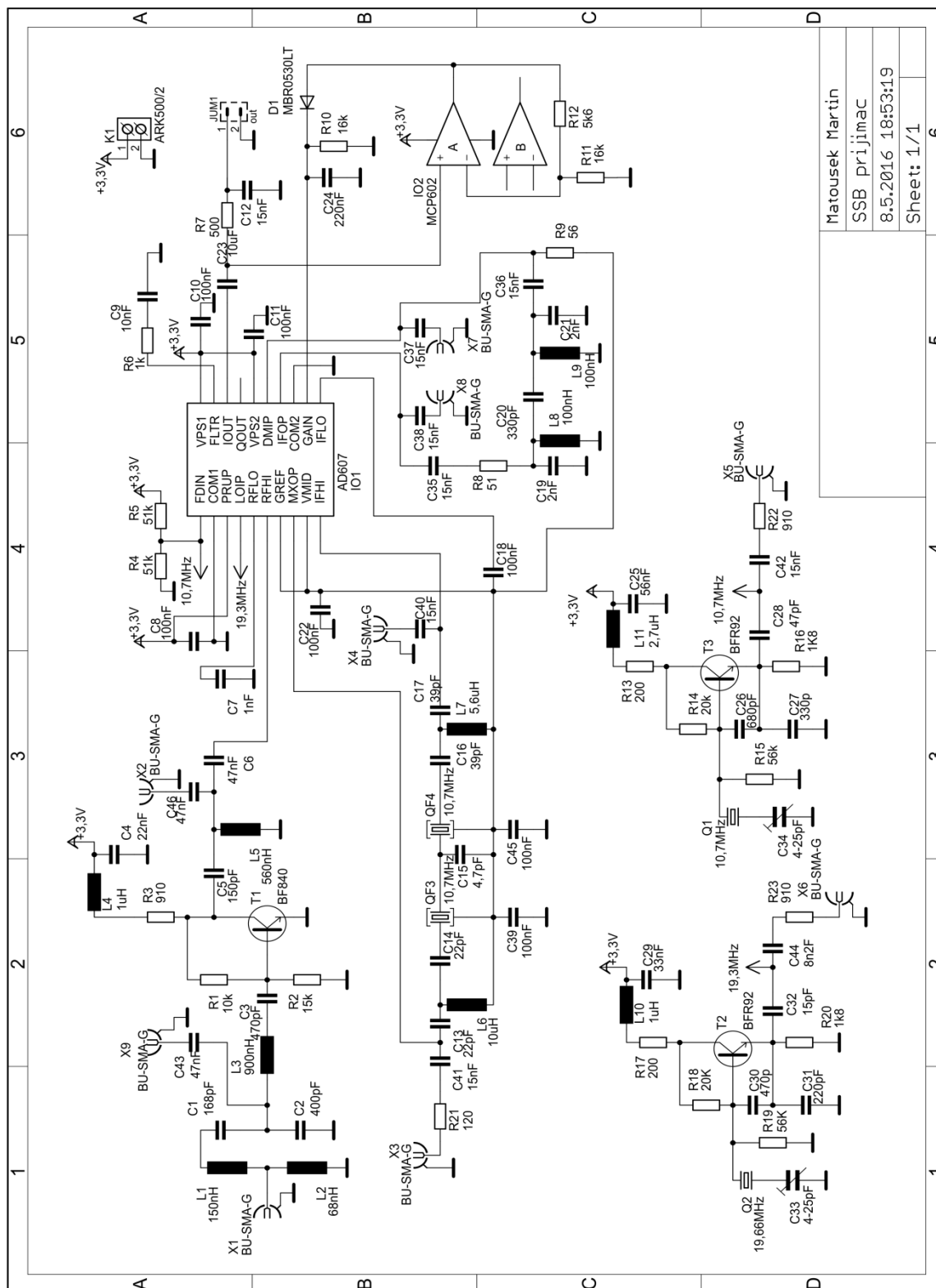
## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

$I$	Proud.
$f$	Frekvence.
$f_m$	Mezifrekvenční kmitočet.
$f_s$	Kmitočet sériové rezonance.
$f_T$	Tranzitní kmitočet.
$f_P$	Kmitočet paralelní rezonance.
$f_Z$	Zrcadlový kmitočet.
$F$	Šumové číslo.
$G$	Zesílení obvodu.
$g_{21e}$	Strmost tranzistoru.
$h_{21}$	Proudový zesilovací činitel.
$L$	Vložený útlum pasivního obvodu.
$p$	Dělicí poměr.
$Q$	Jakost.
$U$	Napětí.
$Z$	Impedance.
AM	Amplitudová modulace.
AGC	Amplifer gain kontrol, řízený zesilovač.
ASK	Amplitude Shift Keying, klíčování amplitudovým posunem.
DMIN	Označení vstupu demodulátoru.
DP	Dolní propust
DPS	Deska plošného spoje.
DSB	Double Side Band, dvě postraní pásma.
ESR	Ekvivalentní sériový odpor.
FDIN	Označení vstupu oscilátoru.
FSK	Frequency Shift Keying, klíčování frekvenčním posuvem.
GREF	Označení výstupu řídicího napětí.
IF	Mezi frekvence.
IFHI	Označení výstupu zesilovače.

IM	Intermodulační produkty.
IP3	Bod zahrazení intermodulačními produkty.
LNA	Low noise amplifier, nízkošumový zesilovač.
LO	Local oscillator,
LOIP	Označení vstupu směšovače pro referenční signál.
LSB	Lower side band, dolní postraní pásmo.
MXOP	Označení výstupu směšovače.
NF	Nízkofrekvenční signál.
PER	Piezoelektrický rezonátor.
PP	Pásmová propust.
$P_{1dB}$	Bod jednodedicibelové komprese.
RFHI	Označení vstupu směšovače pro vstupní signál.
SFDR	Spurious Free Dynamic Range, dynamický rozsah bez intermodulačního zkreslení.
SINAD	Signal noise and distortion ratio, odstup signálu od šumu a zkreslení.
SMD	Surface mount device, součástky pro povrchovou montáž.
SNR	Signal noise ratio, odstup signál-šum.
SSB	Single side band, jedno postranní pásmo.
USB	Upper side band, horní postranní pásmo.
VF	Vysokofrekvenční signál.
VQFO	Variable Quadrature Frequency Oscillator, proměnný kvadrurní oscilátor.

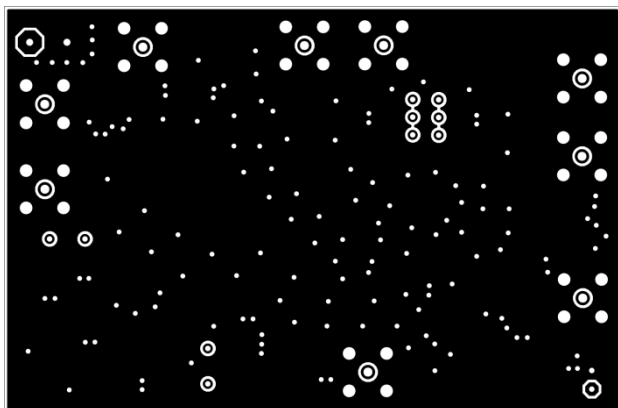
# A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

## A.1 Obvodové zapojení SSB přijímače



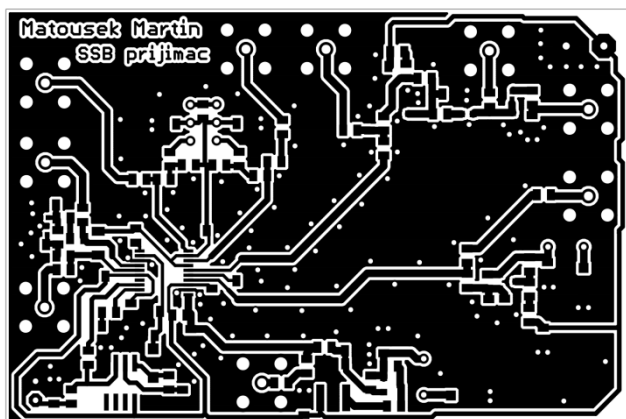
Matousek Martin  
SSB přijímač  
8.5.2016 18:53:19  
Sheet: 1/1

## A.2 Deska plošného spoje SSB přijímače – top (strana součástek)



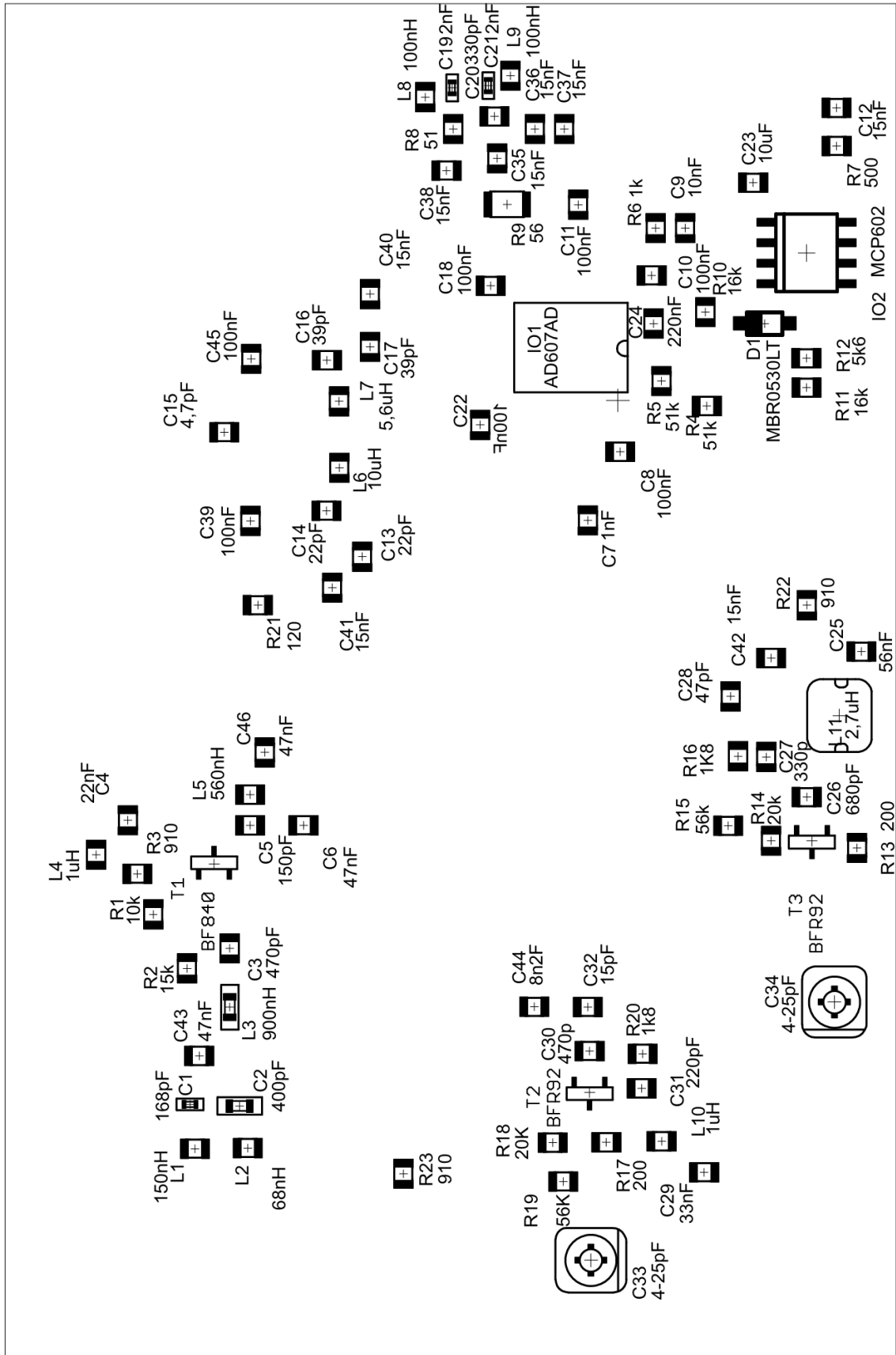
Rozměr desky 85 x 55 [mm], měřítko M1:1

## A.3 Deska plošného spoje SSB přijímače – bottom (strana spojů)

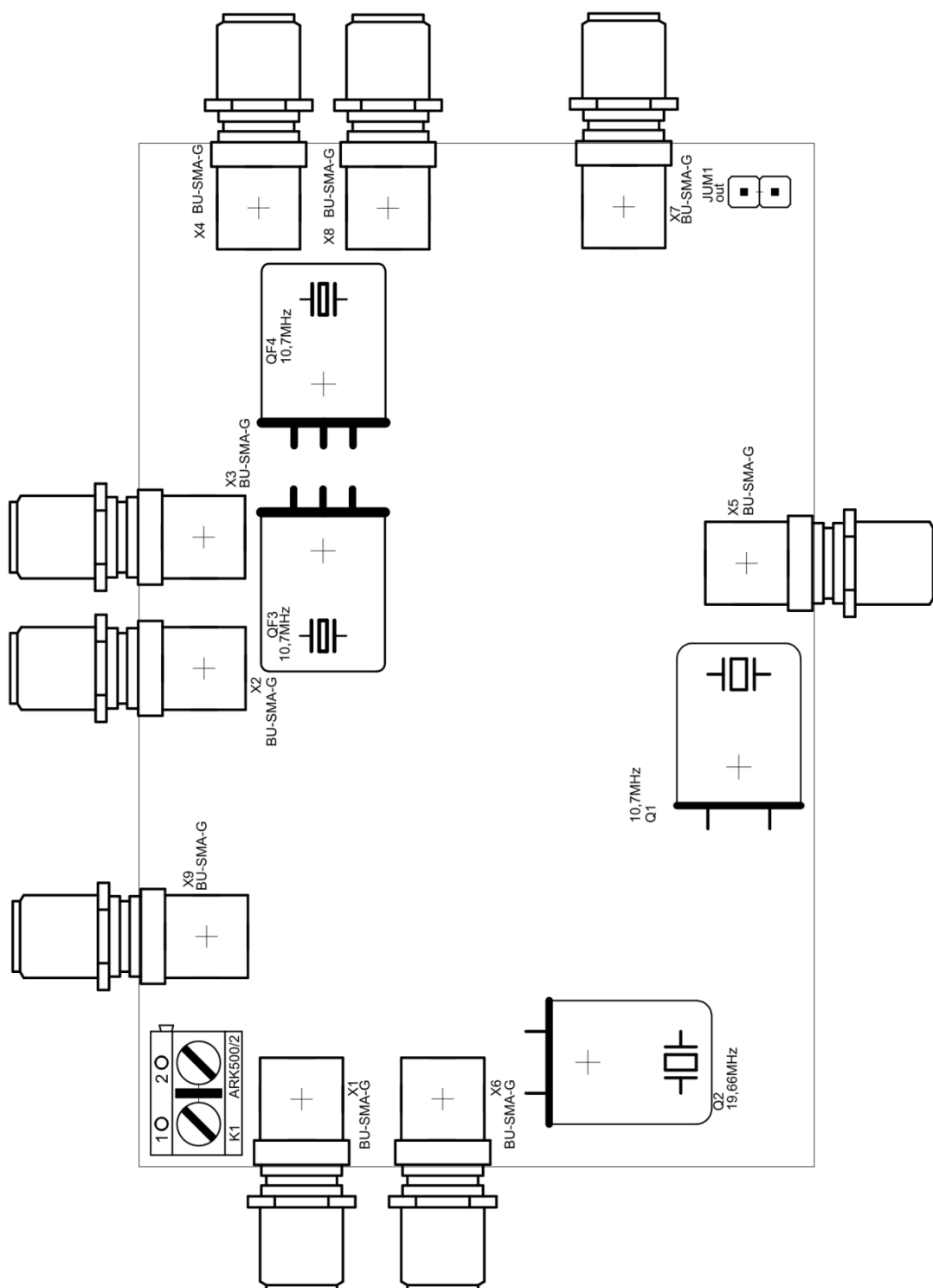


Rozměr desky 85 x 55 [mm], měřítko M1:1

## A.4 Osazovací plán strana bottom (spojů)



## A.5 Osazovací plán strana top (součástek)



## B SEZNAM SOUČÁSTEK

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	168pF	0402	Keramický kondenzátor
C2	400pF	0603	Keramický kondenzátor
C3	470pF	0805	Keramický kondenzátor
C4	22nF	0805	Keramický kondenzátor
C5	150pF	0805	Keramický kondenzátor
C6	47nF	0805	Keramický kondenzátor
C7	1nF	0805	Keramický kondenzátor
C8	100nF	0805	Keramický kondenzátor
C9	10nF	0805	Keramický kondenzátor
C10	100nF	0805	Keramický kondenzátor
C11	100nF	0805	Keramický kondenzátor
C12	15nF	0805	Keramický kondenzátor
C13	22pF	0805	Keramický kondenzátor
C14	22pF	0805	Keramický kondenzátor
C15	4,7pF	0805	Keramický kondenzátor
C16	39pF	0805	Keramický kondenzátor
C17	39pF	0805	Keramický kondenzátor
C18	100nF	0805	Keramický kondenzátor
C19	2nF	0402	Keramický kondenzátor
C20	330pF	0805	Keramický kondenzátor
C21	2nF	0402	Keramický kondenzátor
C22	100nF	0805	Keramický kondenzátor
C23	10uF	0805	Keramický kondenzátor
C24	220nF	0805	Keramický kondenzátor
C25	56nF	0805	Keramický kondenzátor
C26	680pF	0805	Keramický kondenzátor
C27	330pF	0805	Keramický kondenzátor
C28	47pF	0805	Keramický kondenzátor
C29	33nF	0805	Keramický kondenzátor
C30	470pF	0805	Keramický kondenzátor
C31	220pF	0805	Keramický kondenzátor
C32	15pF	0805	Keramický kondenzátor
C33	4 - 25 pF	CKT	Trimer
C34	4 - 25 pF	CKT	Trimer
C35	15nF	0805	Keramický kondenzátor
C36	15nF	0805	Keramický kondenzátor
C37	15nF	0805	Keramický kondenzátor

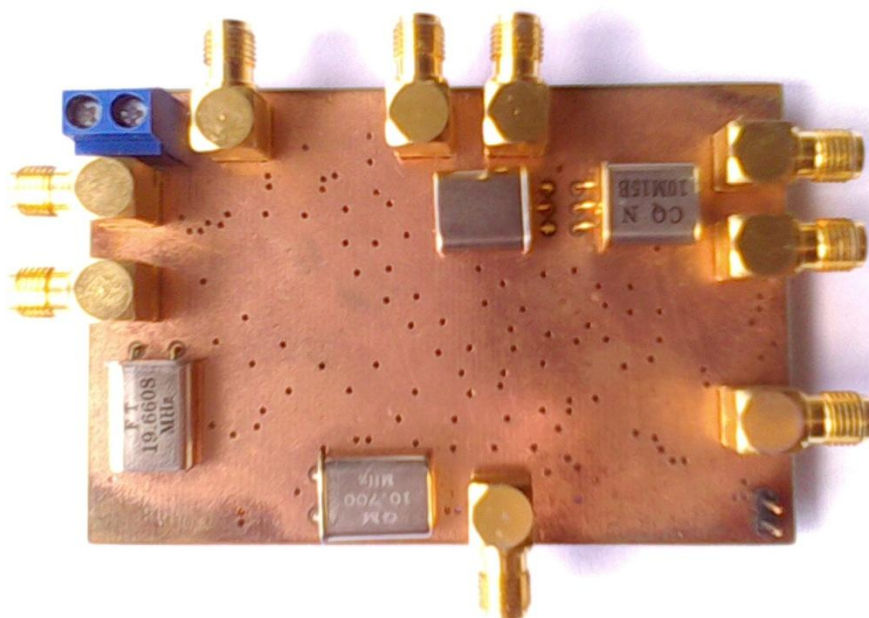


C38	15nF	0805	Keramický kondenzátor
C39	100nF	0805	Keramický kondenzátor
C40	15nF	0805	Keramický kondenzátor
C41	15nF	0805	Keramický kondenzátor
C42	15nF	0805	Keramický kondenzátor
C43	47nF	0805	Keramický kondenzátor
C44	8,2nF	0805	Keramický kondenzátor
C45	100nF	0805	Keramický kondenzátor
C46	47nF	0805	Keramický kondenzátor
D1	MBR0530LT	SOD123	Schottkyho dioda
IO1	AD607	SSOP20	Integrovaný obvod
IO2	MCP602	SO08	Operační zesilovač
JUM1	JUM1	S1G3	Propojka
K1	ARK500/2	ARK500/2	Svorkovnice
L1	150nH	0805	Cívka
L2	68nH	0805	Cívka
L3	900nH	0603	Cívka
L4	1uH	0805	Cívka
L5	560nH	0805	Cívka
L6	10uH	0805	Cívka
L7	5,6uH	0805	Cívka
L8	100nH	0805	Cívka
L9	100nH	0805	Cívka
L10	1uH	0805	Cívka
L11	2,7uH	SMT43	Cívka
R1	10k	0805	Rezistor
R2	15k	0805	Rezistor
R3	910	0805	Rezistor
R4	51k	0805	Rezistor
R5	51k	0805	Rezistor
R6	1k	0805	Rezistor
R7	500	0805	Rezistor
R8	51	0805	Rezistor
R9	56	1206	Rezistor
R10	16k	0805	Rezistor
R11	16k	0805	Rezistor
R12	5,6k	0805	Rezistor
R13	200	0805	Rezistor
R14	20k	0805	Rezistor
R15	56k	0805	Rezistor
R16	1,8k	0805	Rezistor
R17	200	0805	Rezistor

R18	20k	0805	Rezistor
R19	56k	0805	Rezistor
R20	1,8k	0805	Rezistor
R21	120	0805	Rezistor
R22	910	0805	Rezistor
R23	910	0805	Rezistor
T1	BF840	SOT-23	NPN tranzistor
T2	BFR92	SOT-23	NPN tranzistor
T3	BFR92	SOT-23	NPN tranzistor
X1	BU SMA G	BU-SMA-G	Koaxiální konektor
X2	BU SMA G	BU-SMA-G	Koaxiální konektor
X3	BU SMA G	BU-SMA-G	Koaxiální konektor
X4	BU SMA G	BU-SMA-G	Koaxiální konektor
X5	BU SMA G	BU-SMA-G	Koaxiální konektor
X6	BU SMA G	BU-SMA-G	Koaxiální konektor
X7	BU SMA G	BU-SMA-G	Koaxiální konektor
X8	BU SMA G	BU-SMA-G	Koaxiální konektor
X9	BU SMA G	BU-SMA-G	Koaxiální konektor
Q1	10,7MHz	HC-49U	Krystal
Q2	19,66MHz	HC-49u	Krystal
QF1	10,7MHz	HC49U	Krystalový filtr
QF2	10,7MHz	HC49U	Krystalový filtr

## C FOTODOKUMENTACE

### C.1 Realizovaný přijímač strana top (součástek)



### C.2 Realizovaný přijímač strana bottom (spoju)

